

# **IGBT-Schwingkreiswechselrichter hoher Leistung und hoher Frequenz in modularer Bauweise**

Vom Fachbereich 18  
Elektrotechnik und Informationstechnik  
der Technischen Universität Darmstadt  
zur Erlangung des akademischen Grades eines  
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)  
genehmigte Dissertation

vorgelegt von

Dipl.-Ing.

**Sven Harri Stier**

geboren am 16. Juni 1971 in Bielefeld

Referent: Prof. Dr.-Ing. Peter Mutschler

Korreferent: Prof. Dr.-Ing. habil. Henry Güldner, TU Dresden

Tag der Einreichung 13. Oktober 2008

Tag der mündlichen Prüfung 24. März 2009

D 17

Darmstadt 2009

## **Vorwort**

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung der Technischen Universität Darmstadt.

Mein besonderer Dank für die Anregung zu dieser Arbeit, die konstruktive Zusammenarbeit und für die Übernahme des Referats gilt dem Direktor des Instituts, Herrn Prof. Dr.-Ing. Peter Mutschler.

Herrn Prof. Dr.- Ing. habil. Henry Güldner danke ich herzlich für das entgegengebrachte Interesse und für die Übernahme des Korreferats.

Den aktiven und ehemaligen Kollegen und Mitarbeitern des Instituts danke ich für die ergiebigen Diskussionen und wertvolle Hilfe bei der Durchführung dieser Arbeit.

Ausdrücklich danke ich hierbei den Mitarbeitern der Institutswerkstatt Herrn Günther Herbig und Herrn Thomas Maul für die zahlreichen präzisen und schnellen Arbeiten an meinem Versuchsaufbau.

Mein Dank gilt auch den Studenten, die durch Ihre Diplom- und Studienarbeiten zu dieser Arbeit beigetragen haben.

Besonders möchte ich meiner Familie und ganz besonders meiner Verlobten Diana danken, die mir das Anfertigen dieser Arbeit durch Ihre volle Unterstützung ermöglicht hat.

Klein-Gerau, im September 2008

## Kurzfassung

Schwingkreiswechselrichter werden seit Jahrzehnten für die schnelle Erwärmung von Metallen eingesetzt. Dabei unterscheidet man zwei Arten der Erwärmung, das Schmelzen und das Härten des Metalls (meist Stahl). Während für das Schmelzen eher niedrige Wechselrichterfrequenzen nötig sind, um eine hohe Eindringtiefe zu gewährleisten, ist die hohe Eindringtiefe beim Härten unerwünscht, da hier nur die Oberfläche erwärmt werden soll. Es werden hier hohe Frequenzen gefordert, die aufgrund der nicht perfekten und verlustleistungsbehafteten leistungselektronischen Schalter nur durch Schwingkreiswechselrichter bereitgestellt werden können. Bis weit in die zweite Hälfte des 20. Jahrhunderts wurden teure, wartungsintensive und verlustbehaftete Elektronenröhren als Schalter eingesetzt. Diese wurden in den 60er Jahren im unteren Frequenzbereich von Frequenzthyristoren ersetzt. Thyristoren weisen den Nachteil auf, dass sie nicht selbstständig ausschalten können, sondern von der Schaltung zwangskommutiert werden müssen. Bei Frequenzen jenseits der 10 kHz wurden aber weiterhin Elektronenröhren eingesetzt. In den 70er Jahren wurden bereits MOSFET-Schwingkreiswechselrichter auch für hohe Frequenzen gebaut. MOSFETs haben den Vorteil, dass sie für hohe Frequenzen einsetzbar sind, da die Schalt- und Treiberverluste sehr gering sind. Der MOSFET ist ein unipolares leistungselektronisches Bauelement und somit stehen zum Ladungstransport nur Löcher oder Elektronen zur Verfügung, was sich in einem hohem Drain-Source Widerstand  $R_{DS\ ON}$  niederschlägt. Der Drain-Source Widerstand  $R_{DS\ ON}$  und damit die Durchlassspannung ist gerade bei MOSFET-Typen mit hohen Sperrspannungen ( $>200V$ ) hoch und um die Leitverluste in erträglichen Maßen zu halten, müssen viele MOSFETs parallel geschaltet und betrieben werden. Diese Lösungen sind aufgrund des hohen Siliziumverbrauchs recht teuer und die Ansteuerschaltungen müssen für große Ströme der parallelen Gateanschlüsse ausgelegt sein.

IGBTs weisen durch ihren bipolaren Ladungstransport bessere statische Eigenschaften auf. Doch ist bei ihnen die Schaltfrequenz durch die höheren Schaltverluste und Schaltzeiten begrenzt. Bei IGBTs der neueren Generation sind diese Schaltverluste aber deutlich gesunken, so dass sie in Frequenzbereiche bis zu 100 kHz vorgedrungen sind. Durch das Parallelschalten und sequentielles Betreiben sind aber auch 400 kHz möglich und in dieser Arbeit nachgewiesen.

Ziel dieser Arbeit ist es, einen Schwingkreiswechselrichter hoher Frequenz zur induktiven Erwärmung in modularer Bauform zu entwickeln und in Betrieb zu nehmen. Dabei kommt ein neuartiges sequentielles Ansteuerungsverfahren zum Einsatz, dessen Wirksamkeit im Vergleich zur klassischen Parallelschaltung nachzuweisen ist. Durch die modulare Bauform ergeben sich Kostenvorteile zu den bisherigen Lösungen. Die einzelnen Wechselrichtermodule, die durch Zusammenschaltung beliebige Frequenzen und Ausgangsleistungen erreichen können, sind im Fehlerfall schnell und komplett wechselbar. Eine niederinduktive Anbindung an den Spannungszwischenkreis und Abstützung der Zwischenkreisspannung an den IGBT-Modulen durch Snubberkondensatoren ist durch eine neuartige modulare Bauweise gegeben.

Es wurde eine digitale Ansteuereinheit auf CPLD Basis entwickelt und erfolgreich in Betrieb genommen. Dieser Steuersatz ist in der Lage, sich innerhalb weniger Zyklen auf neue Resonanzfrequenzen im laufenden Betrieb einzustellen, wie es zum Beispiel beim Erreichen der Curietemperatur des Werkstücks erforderlich ist.

In dieser Ansteuereinheit wurden neue Schutzkonzepte bei Fehlerfällen und eine selbstständige Anlaufsteuerung nach Erteilung eines Freigabesignals implementiert. Die Leistungsregelung geschieht durch das Schalten von Freilaufpfaden. Es wurden hochpräzise Stromnulldurchgangswandler entwickelt und erfolgreich getestet.

Beim Betrieb dieser Anlage konnten die nicht zu vernachlässigenden Auswirkungen des Leittfähigkeitsmodulationseffekts und anderer parasitärer Effekte bei bipolaren Leistungshalbleitern (NPT-IGBTs und PIN Dioden) im hart- und weichschaltenden Betrieb nachgewiesen und ein Modell hierzu entwickelt werden, das mit einem bestehenden parametrisierbaren Modell von einem Bauelementemodelleditor und eigenen Messungen verglichen wird.

## Abstract

Resonant inverters are used in fast induction heating applications for decades. There are two different kinds of heating, the melting and the hardening (e.g. steel). Low working frequencies are used for the melting, to allow a high penetration depth. The high penetration depth is undesired for hardening applications because only the surface should be heated. High frequencies are required in this case. Because of the high losses of semiconductor switches, the frequency can only be provided by resonant inverters. Expensive electron tubes are used as fast switches up to the second half of the 20<sup>th</sup> century. Inefficiency and maintenance are some of the drawbacks of electron tubes. In the 60<sup>th</sup> thyristors replaced the tubes in the lower frequency range more and more. One drawback of thyristors is their disability to turn off. They had to be commutated by the load. For higher frequencies than 10 kHz tubes were still used. The first MOSFET-resonant inverters for high frequencies had been built in the 70<sup>th</sup>. The advantages of the MOSFETs are the low switching- and driving losses but they have high ohmic resistances in the on state (high drain source voltage types). This is why the MOSFET is an unipolar device. So only electrons or holes are charge carriers. To reduce the voltage drop many MOSFETs had to be switched in parallel. These solutions were much expensive.

IGBTs are bipolar devices and so the conduction behavior is better. The switching losses and the switching times are limiting the switching frequencies. Later types are able to work with switching frequencies up to 100 kHz. 400 kHz switching frequency is also possible with parallel connection and sequential switching. This has been demonstrated in this dissertation by experiments. The resonant inverter has a modular design and it is built of single invertermodules. Because of the modularity costs has decreased and the availability of the inverter system has increased. The inverter system can be adapted to the demanded power and frequency with this modular approach.

A digital control unit (with CPLD) has been developed and tested successfully. The control provides the right gate signals even if the resonance frequency changes. New safety concepts are implemented for faults. Output power is controlled by switching freewheeling passes.

The effect of the conductivity modulation of IGBTs and diodes is investigated here for hard- and soft switching cases. An existing behavior describing IGBT model is

improved to consider the conductivity modulation effect. The switching behavior is compared to measurements and another model generated by a model editor.

# Inhaltsverzeichnis

<b>1</b>	<b>Einleitung.....</b>	<b>1</b>
<b>2</b>	<b>Schwingkreiswechselrichter hoher Leistung und hoher Frequenz..</b>	<b>3</b>
2.1	Grundlagen der induktiven Erwärmung.....	3
2.2	LCR Schwingkreis Grundgleichungen.....	5
2.3	Schwingkreiswechselrichtertopologien.....	7
2.3.1	I-Wechselrichter.....	8
2.3.2	U-Wechselrichter.....	8
2.4	Erhöhung der Frequenz durch sequenzielles Schalten.....	10
2.5	Regelung der Ausgangsleistung.....	11
2.6	Versuchsstand.....	13
<b>3</b>	<b>Schaltverhalten des IGBTs.....</b>	<b>16</b>
3.1	Vergleich mit anderen Leistungshalbleitern.....	16
3.2	Funktionsweise des IGBTs.....	19
3.3	PT, NPT und FS- IGBTs, Unterschiede im Schaltverhalten.....	23
3.4	Trench und Planar Typen.....	26
3.5	Anforderungen an den Leistungstreiber.....	27
3.6	Der hart schaltende IGBT.....	32
3.7	Der weich schaltende IGBT im Schwingkreiswechselrichter.....	39
3.8	Die antiparallele Diode.....	42
3.9	Leitfähigkeitsmodulationseffekt.....	43
3.10	Entlastungsschaltungen.....	48
3.11	Ausblick auf neue HL-Technologien (SiC, GaAs, ESBT).....	48
3.12	Messtechnik der Strom- und Spannungsmessung.....	52
3.12.1	Spannungsmessung.....	52
3.12.2	Strommessung.....	54
3.12.3	Verlustleistungsmessung.....	58
3.13	Einfluss der passiven Bauelemente auf das Schaltverhalten eines IGBTs...	60

<b>4</b>	<b>Der Aufbau des modularen Schwingkreiswechselrichtersystems...</b>	<b>61</b>
4.1	Gründe und Motivation.....	61
4.2	Zentraler dezentraler Aufbau der Steuerung.....	63
4.2.1	Mögliche Topologien.....	63
4.2.2	Vor- und Nachteile.....	65
4.3	Besondere Probleme beim modularen Aufbau.....	66
4.4	Der mechanische Aufbau des IGBT Brückenmoduls.....	67
<b>5</b>	<b>Modellierung des Schaltverhaltens des IGBTs.....</b>	<b>71</b>
5.1	Übersicht über die Modellarten.....	71
5.1.1	Physikalisches Halbleitermodell.....	73
5.1.2	Verhaltensabbildendes Modell.....	73
5.2	Modellarten.....	75
5.2.1	PSpice.....	75
5.2.2	Das verhaltensbeschreibende Modell.....	76
5.2.3	Das erweiterte verhaltensbeschreibende Modell.....	77
5.3	Modellierung und Parameteridentifikation des Netzwerkmodells.....	79
5.3.1	Statisches Netzwerkmodell.....	79
5.3.2	Dynamisches Netzwerkmodell.....	79
5.3.3	Parametrierung der antiparallelen Diode.....	89
5.4	Testaufbauten zur Verifikation des Schaltverhaltens.....	90
5.4.1	Hartes Schalten.....	90
5.4.2	Weiches Schalten im Resonanzwechselrichtersystem.....	91
5.5	Vergleich der Simulation mit der Messung eines Schaltspiels.....	93
5.5.1	Vergleich der Simulation mit der Messung beim harten Schalten....	93
5.5.2	Vergleich der Simulation mit der Messung beim weichen Schalten.	97



---

<b>6</b>	<b>Steuerung und Regelung des Leistungsteils.....</b>	<b>101</b>
6.1	Hardware.....	102
6.1.1	Controlboard.....	102
6.1.2	Stromwandler zur Stromnulldurchgangserkennung.....	104
6.1.3	Stromwandler zur Stromscheitelwertserkennung.....	106
6.1.4	Differenzstromwandler zur Sättigungsüberwachung.....	107
6.1.5	Vorgelagertes Phase Locked Loop (PLL) Modul.....	107
6.2	Software.....	109
6.2.1	Gatesignalgenerierung und Stromregeleingriff.....	112
6.2.2	Anfahrkonzept.....	119
6.2.3	Schutzkonzept und Kurzschlussüberwachung.....	119
6.3	Einfluss der Reglereinstellungsparameter Lead- und Interlocktime auf die Halbleiterverluste.....	122
<b>7</b>	<b>Vergleichende Messergebnisse des Allein-, des Parallel- und des sequentiellen Parallelbetriebs.....</b>	<b>126</b>
7.1	Versuchsaufbau und Einstellungen.....	126
7.2	Alleinbetrieb.....	128
7.3	Strenger Parallelbetrieb.....	130
7.4	Sequentieller Parallelbetrieb.....	131
7.5	Ergebnisse des Vergleichstests.....	130
<b>8</b>	<b>Zusammenfassung und Ausblick.....</b>	<b>134</b>
<b>9</b>	<b>Literaturverzeichnis.....</b>	<b>136</b>
<b>10</b>	<b>Anhang.....</b>	<b>144</b>
A	Verzeichnis der verwendeten Variablen.....	144
B	Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen.....	152

# 1 Einleitung

Schwingkreiswechselrichter werden seit Jahrzehnten für die schnelle Erwärmung von Metallen eingesetzt. Dabei unterscheidet man zwei Arten der Erwärmung, das Schmelzen und das Härten des Metalls (meist Stahl). Während für das Schmelzen eher niedrige Wechselrichterfrequenzen nötig sind, um eine hohe Eindringtiefe zu gewährleisten, ist die hohe Eindringtiefe beim Härten unerwünscht, da hier nur die Oberfläche erwärmt werden soll. Es werden hier hohe Frequenzen gefordert, die aufgrund der nicht perfekten und verlustleistungsbehafteten leistungselektronischen Schalter nur durch Schwingkreiswechselrichter bereitgestellt werden können. Bis weit in die zweite Hälfte des 20. Jahrhunderts wurden teure, wartungsintensive und verlustbehaftete Elektronenröhren als Schalter eingesetzt, die heute nur noch bei Frequenzen ab 500 kHz eingesetzt werden. Der Wirkungsgrad von Röhrenumformern bei Volllast liegt bei nur 60 % – 70 %. Diese wurden in den 60er Jahren im unteren Frequenzbereich von Frequenzthyristoren ersetzt. Thyristoren weisen den Nachteil auf, dass sie nicht selbstständig ausschalten können, sondern von der Schaltung zwangskommutiert werden müssen. Vorteilhaft ist der erreichbare Wirkungsgrad von 90 % – 97 %. Bei Frequenzen jenseits der 10 kHz, später auch 30 kHz, wurden aber weiterhin Elektronenröhren eingesetzt [1]. In den 70er Jahren wurden bereits MOSFET Schwingkreiswechselrichter auch für hohe Frequenzen gebaut. MOSFETs haben den Vorteil, dass sie für hohe Frequenzen einsetzbar sind, da die Schalt- und Treiberverluste sehr gering sind. Bei hohen Frequenzen können die Treiberverluste aber auch Werte bis zu einigen 10 W annehmen. Der MOSFET ist ein unipolares leistungselektronisches Bauelement, somit stehen zum Ladungstransport nur Löcher oder Elektronen zur Verfügung, was sich in einem hohen Drain Source Widerstand  $R_{DS\ ON}$  niederschlägt. Der Drain Source Widerstand  $R_{DS\ ON}$  und damit die Durchlassspannung ist gerade bei MOSFET-Typen mit hohen Sperrspannungen (>200V) hoch und um die Leitverluste in erträglichen Maßen zu halten, müssen viele MOSFETs parallel geschaltet und betrieben werden. Diese Lösungen sind aufgrund des hohen Siliziumverbrauchs recht teuer und die Ansteuerschaltungen müssen für große Ströme der parallelen Gateanschlüsse ausgelegt sein.

IGBTs für hohe Spannungen weisen durch ihren bipolaren Ladungstransport bessere statische Eigenschaften auf. Doch ist bei ihnen die Schaltfrequenz durch die höheren

Schaltverluste und Schaltzeiten begrenzt. Bei IGBTs der neueren Generation sind diese Schaltverluste aber deutlich gesunken, so dass sie in Frequenzbereiche bis zu 100 kHz vorgedrungen sind [14], [17]. Durch das Parallelschalten und sequentielles Betreiben [14] sind aber auch 400 kHz möglich und in dieser Arbeit nachgewiesen.

Ziel dieser Arbeit ist es, einen Schwingkreiswechselrichter hoher Frequenz zur induktiven Erwärmung in modularer Bauform zu entwickeln und in Betrieb zu nehmen. Dabei kommt ein neuartiges sequentielles Ansteuerverfahren [14] zum Einsatz, dessen Wirksamkeit im Vergleich zur klassischen Parallelschaltung nachgewiesen wird. Durch die modulare Bauform ergeben sich Kostenvorteile zu den bisherigen Lösungen. Die einzelnen Wechselrichtermodule, die durch Zusammenschaltung beliebige Frequenzen und Ausgangsleistungen erreichen können, sind im Fehlerfall schnell und komplett wechselbar. Eine niederinduktive Anbindung an den Spannungszwischenkreis und Abstützung der Zwischenkreisspannung an den IGBT- Modulen durch Snubberkondensatoren ist durch eine neuartige modulare Bauweise gegeben.

Dazu wurde ein Versuchsschwingkreiswechselrichter für kurze Einschaltzeiten entwickelt und aufgebaut. Es wurde eine digitale Kontrolleinheit auf CPLD Basis entwickelt und erfolgreich in Betrieb genommen. Die Ansteuereinheit ist in der Lage, sich innerhalb weniger Zyklen auf neue Resonanzfrequenzen im laufenden Betrieb einzustellen, wie es zum Beispiel beim Erreichen der Curietemperatur des Werkstücks erforderlich ist, da beim Überschreiten dieser Temperatur die Permeabilität des Werkstücks absinken kann. Dadurch wird die Induktivität der Induktorspule reduziert und die Resonanzfrequenz steigt an.

In dieser Ansteuereinheit wurden neue Schutzkonzepte bei Fehlerfällen und eine selbstständige Anlaufsteuerung nach Erteilung eines Freigabesignals implementiert. Die Leistungsregelung geschieht durch das Schalten von Freilaufpfaden [6], [7]. Es wurden hochpräzise Stromnulldurchgangswandler entwickelt und erfolgreich getestet. Beim Betrieb dieser Anlage konnten die nicht zu vernachlässigenden Auswirkungen des Leitfähigkeitsmodulationseffekts und anderer parasitärer Effekte bei bipolaren Leistungshalbleitern (NPT-IGBTs und PIN Dioden) im hart- und weichschaltenden Betrieb nachgewiesen und ein Modell hierzu entwickelt werden, das mit einem Modell von einem bestehenden Modelleditor und eigenen Messungen verglichen wird.

## 2 Schwingkreiswechselrichter hoher Leistung und hoher Frequenz

### 2.1 Grundlagen der induktiven Erwärmung

Bei der induktiven Erwärmung wird das Werkstück, welches erwärmt werden soll, in die Achse einer bei hohen Frequenzen kernlosen Induktorspule gebracht. Durch die transienten magnetischen Streufelder des Induktors kommt es im Werkstück zu einem Wirbelstrom, der das



Bild 2.1 Induktives Erwärmen mit hohen Frequenzen, Quelle: [51]

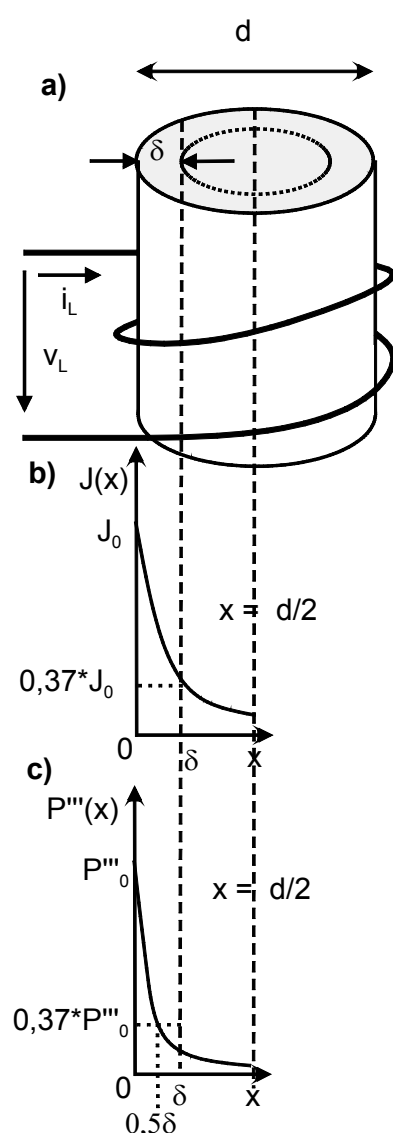


Bild 2.2 Auswirkung des Skineffekts auf die Strom- und Leistungsverteilung im Werkstück

Werkstück erwärmt. Bei Anlagen, die auf hohe Frequenzen ausgelegt sind, ist die Anzahl der Windungen der Induktorspule gering. Im äußersten Fall handelt es sich um nur eine Windung (Bild 2.1). Um die nötige Höhe der magnetischen Feldstärke zu erreichen, sind die Ströme im Induktor groß und somit auch die Verlustleistung. Üblicherweise werden die Induktorspulen sehr effektiv mit Wasser gekühlt. Um die Blindleistung in der Induktorspule zu kompensieren, verwendet man angepasste Hochfrequenzkondensatoren, die dann mit der Spule einen Schwingkreis bilden. Die Verluste des Schwingkreises und des Werkstücks werden mit Hilfe eines Wechselrichters wieder ersetzt. Meistens ist noch ein Hochfrequenzanpasstransformator nötig, der zwischen dem Wechselrichter und dem Schwingkreis eingesetzt wird und die Spannungsverhältnisse anpasst.

Die Frequenz des Schwingkreises hat durch den Skineffekt direkt Einfluss auf die Eindringtiefe der Wirbelströme in das Werkstück und damit auch auf die Position der Erwärmung. Bild 2.2 und Formel 2.1 [1], [17] zeigen die Zusammenhänge bei runden Leitern, bei denen die Dicke des Leiters die Eindringtiefe deutlich übersteigt. Die Eindringtiefe ist eine Strecke senkrecht vom Rand in Richtung zur Mitte des Werkstücks verlaufend, auf der die maximale Stromdichte des Randgebietes auf  $\frac{1}{e}$  (ca. 37%) abgesunken ist. Bild 2.2 a) und b) und Formel 2.1 verdeutlichen die Zusammenhänge.

$$J(x) = J_0 \cdot e^{-\frac{x}{\delta}} \text{ und } \delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 \mu_r f}} \quad (2.1)$$

J: Stromdichte

$J_0$ : Maximalwert der Stromdichte

x: Ortsvektor  $0 \leq x \leq \frac{d}{2}$

$\delta$ : Stromeindringtiefe

f: Frequenz

$\rho$ : spezifischer elektrischer Widerstand

$\mu_0$ : mag. Feldkonstante

$\mu_r$ : rel. Permeabilität des Werkstücks

Der Gleichung (2.1) kann man entnehmen, dass sich die Stromdichte und damit auch die Wärmeleistung bei hohen Frequenzen in die Richtung der Werkstoffoberflächen verlagert. Durch die Gleichungen (2.2,2.3,2.4) [1] wird deutlich, dass die Volumenleistungsdichte mit dem Quadrat des Wirbelstroms zunimmt.

$$P = R \cdot I^2 \quad (2.2)$$

Bei Strom- und Leistungsdichten gilt Formel 2.3.

$$P''' = R \cdot J^2 \quad (2.3)$$

Gleichung 2.3 in 2.1 eingesetzt ergibt:

$$P'''(x) = P_0''' \cdot e^{-\frac{2x}{\delta}} \text{ und } \delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu_0 \mu_r f}} \quad (2.4)$$

Hohe Frequenzen sind somit geeignet, die Ränder des Werkstücks stark und die inneren Werkstoffschichten deutlich schwächer zu erwärmen (Bild 2.2 c). Dieser Effekt wird beim Glühen und Oberflächenhärten angewendet. Weitere Literatur zum induktiven Erwärmungsprozess findet sich unter [57] und [58].

## 2.2 LCR Schwingkreis Grundgleichungen

Die Resonanzfrequenz  $f_0$  eines ungedämpften Schwingkreises berechnet sich zu:

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_{res}L_{res}}} \quad (2.5)$$

$C_{res}$  und  $L_{res}$  verkörpern die resultierenden für den Schwingkreis wirksamen Kapazitäten und Induktivitäten. Diese können in erster Näherung als die konzentrierten Elemente des Schwingkreises zusammengefasst werden. Bei genaueren Betrachtungen müssen aber z. B. die Streuinduktivitäten des Leistungstransformators und die Kapazitäten des Aufbaus mit berücksichtigt werden, da diese ebenfalls die Resonanzfrequenz beeinflussen.

In dem hier verwendeten Wechselrichter liegt die Resonanzfrequenz bei etwa 400 kHz. Die Resonanzfrequenz eines gedämpften Reihenschwingkreises berechnet sich zu:

$$\omega_e = \sqrt{\omega_0^2 - \delta^2} \quad \text{mit} \quad \delta = \frac{R_{res}}{2L} \quad \text{und} \quad \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_{res}L_{res}}} \quad (2.6)$$

$\delta$  wird allgemein als Dämpfung bezeichnet. Die Spannung über dem Resonanzkondensator  $v_c(t)$  eines gedämpften Reihenschwingkreises wird durch Gleichung 2.7 beschrieben [55]. Hierbei sei die Schaltung aus Bild 2.5 zugrundegelegt.

$$v_c(t) = V_d [e^{-\delta t} (A_1 \cos(\omega_e t) + A_2 \sin(\omega_e t)) + 1] \quad (2.7)$$

Mit Hilfe der Anfangsbedingungen lassen sich die Konstanten  $A_1$  und  $A_2$  bestimmen. Die Impedanz des gedämpften Resonanzkreises beschreibt Gleichung 2.8 und die Phasenlage Gleichung 2.9.

$$Z = \sqrt{R_{res}^2 + \left(\omega L_{res} - \frac{1}{\omega C_{res}}\right)^2} \quad (2.8)$$

$$\varphi = \arccos \frac{R_{res}}{Z} \quad (2.9)$$

Bild 2.3 verdeutlicht  $Z(f)$  und  $\varphi(f)$  für einige ohmsche Widerstände.

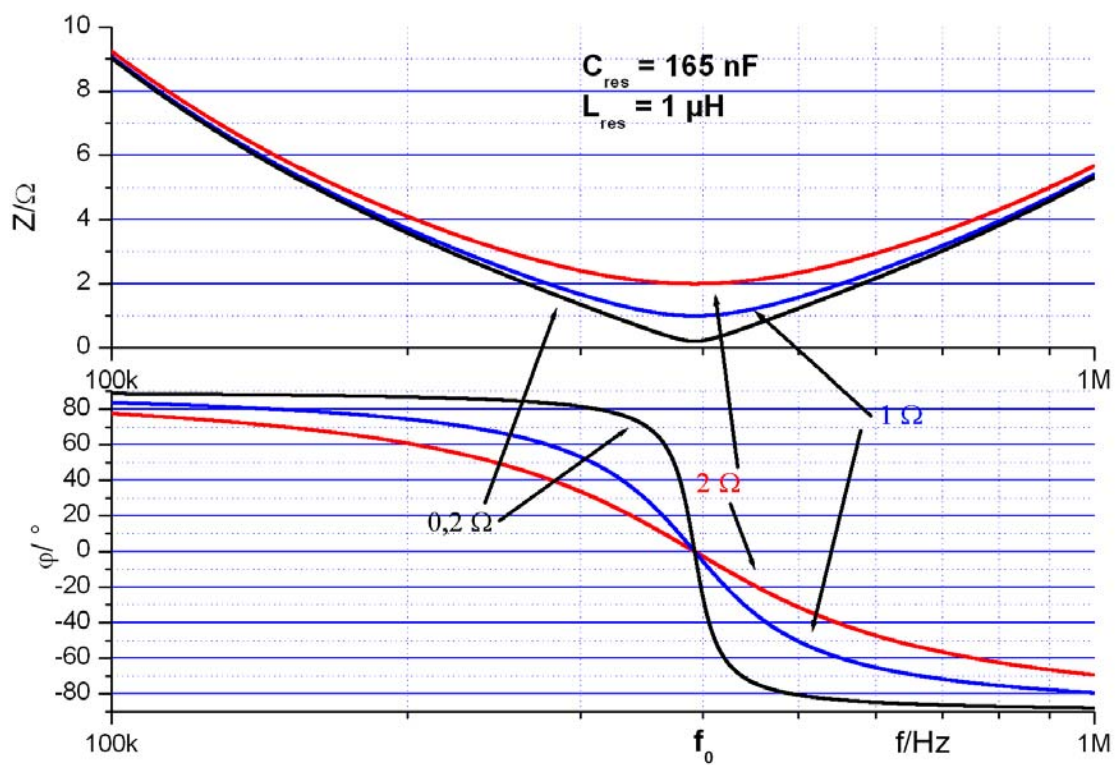


Bild 2.3 Impedanz- und Phasenwinkelverlauf in Abhängigkeit der Frequenz

## 2.3 Schwingkreiswechselrichtertopologien

Schwingkreiswechselrichter werden eingesetzt, wenn die elektronischen Schalter bzw. die Schalttransistoren in einer Betriebsart betrieben werden, die bei hartem Schalten thermische Probleme (große Schaltverlustenergien müssen abgeführt werden) verursachen und die Bauelemente auf Dauer überlasten würden. Durch resonantes Schalten werden die Schaltverluste stark reduziert, so dass bei gleichem Strombetrag eine höhere Ausgangsfrequenz möglich wird. Das vorhandene Halbleitermaterial, in diesem Fall Silizium, kann somit besser ausgenutzt werden, was eine Kostenreduktion ermöglicht. Durch resonantes Schalten bei hohen Frequenzen (100 – 400 kHz) gelingt es, die Verlustenergien für eine Schaltperiode auf unter 10 % zu reduzieren [6], [7]. Die Gesamtverluste bei höherer Frequenz werden dabei von den Schaltverlusten dominiert und Durchlass- oder Sperrverluste haben einen eher geringen Einfluss. Bei niedrigeren Frequenzen können Durchlassverluste einen nicht mehr zu vernachlässigenden Anteil an den Gesamtverlusten ausmachen.

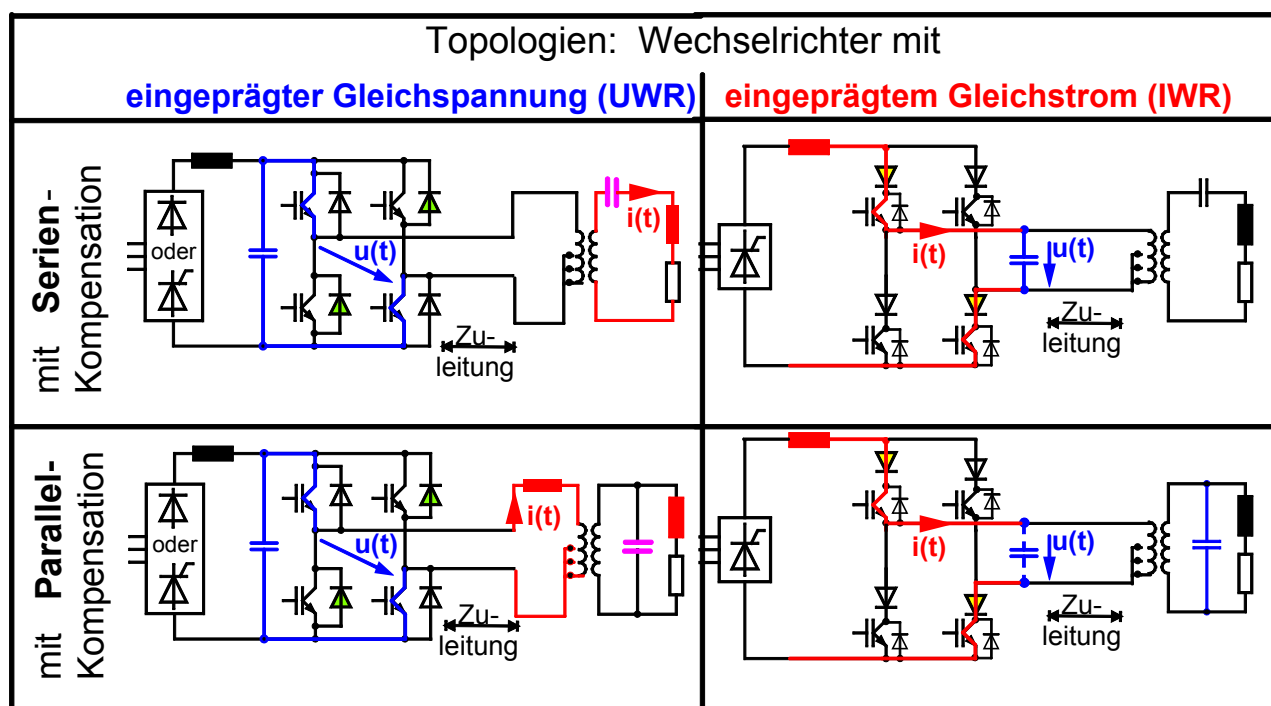


Bild 2.4 Stromeinprägender und Spannungseinprägender Wechselrichter[7]

Es gibt zwei Haupttopologien von Wechselrichtern, den Stromeinspeisenden- (IWR) und den Spannungseinspeisenden- (UWR) Wechselrichter. Hierüber hinaus besteht



die Möglichkeit, die Lastinduktivität parallel oder in Reihe zu kompensieren. Bild 2.4 zeigt die möglichen Topologien.

### **2.3.1 I-Wechselrichter**

I-Wechselrichter, das heißt Wechselrichter, die eine Drossel als Energiespeicher verwenden und somit einen Strom in die Last einprägen, benötigen rückwärtssperrfähige Stromrichterventile. Diese Art des Stromrichters wurde gerne mit Thyristoren aufgebaut, die konstruktionsbedingt rückwärtssperrfähig sind. IGBTs und schon gar nicht MOSFETs sind im Allgemeinen ohne Hilfsmassnahmen nicht rückwärtssperrfähig. Es besteht die Möglichkeit, diese beiden Halbleiterarten durch eine Seriendiode für diesen Betriebsfall zu ertüchtigen, allerdings um den Preis einer zusätzlichen Verlust- und Kostenquelle. Der Energiespeicher dieses Wechselrichtertyps ist eine Drossel, die mit Spannungsänderungen im Bereich der Resonanzfrequenz der Last (400 kHz) betrieben werden würde. Für diesen Frequenzbereich kommen als Drosselkern nur noch Ferritmaterialien mit maximalen Sättigungsflussdichten in Höhe von etwa 350mT in Frage, die bei einer ausreichend großen gespeicherten Energiemenge recht große Kernquerschnitte aufweisen würden. Große Kernquerschnitte erfordern einen entsprechend langen Leiter, der in den meisten Fällen aus Kupfer besteht und entsprechend kostenintensiv ist. Neue Kernmaterialien aus dünnsten amorphen Blechen mit hohem Nickelanteil (teuer) besitzen höhere Sättigungsflussdichten von bis zu 1,5 T, sind aber nur für Frequenzen bis zu 100 kHz gebräuchlich [9]. Sollte es gelingen, die Blechstreifenstärken weiter zu verringern, könnten diese amorphen Kerne in naher Zukunft geeignet sein. Aber auch dann ist das Verhältnis von gespeicherter Energie zu Gewicht oder Baugröße und damit auch in den meisten Fällen zum Preis deutlich günstiger bei Verwendung von Kondensatoren als Energiespeicher. Ein stromeinprägender Wechselrichter scheint keine geeignete Lösung für diese Aufgabenstellung zu sein und wird in dieser Arbeit nicht weiter betrachtet. Die Wechselrichterart und das Schaltverhalten von Leistungshalbleitern in I-Wechselrichtern wird in [7], [10], [12], [24], [46], [72] umfassend untersucht.

### **2.3.2 U-Wechselrichter**

Beim U-Wechselrichter besteht der Energiespeicher im Zwischenkreis aus Kondensatoren, so dass die Zwischenkreisspannung quasi konstant ist. Es werden dadurch keine rückwärtssperrfähigen Schalter benötigt, allerdings müssen die Schalter in beiden Richtungen Strom leiten können. Es können IGBTs oder

MOSFETs verbaut werden, die eine im Bauelementemodulgehäuse integrierte antiparallele Diode besitzen. Der Strom fließt also entweder durch den Schalter, durch die Diode oder gar nicht durch das entsprechende IGBT/ Dioden Modul. Die Leit- und Schaltverlustleistungen sind deutlich geringer als bei der I-Wechselrichter Variante. Auch ansonsten sind keine gegen diese Anwendung sprechenden Gründe bekannt. Der U-Wechselrichter ist somit für diese Problemstellung geeignet.

Die Resonanzkreis kann reihen- oder parallelkompensiert ausgeführt werden. Bei der Parallelkompensation ist eine Anpassdrossel zwischen dem Mittelabgriff des Wechselrichters und der Resonanzkapazität notwendig. Diese Drossel ist ein Bauteil, das bei einer Serienkompensation nicht nötig wäre. Da oftmals ein Anpasstransformator zwischen Wechselrichter und Last geschaltet wird, könnte dieser seine Streuinduktivität als Anpassdrossel zur Verfügung stellen. Man ist aber im allgemeinen bestrebt, das Streufeld und damit auch die Streuinduktivität in dem Transformator so klein wie möglich zu gestalten, da dieses Feld, wenn es auf Leiter in der Umgebung wirkt, Wirbelströme erzeugt, die wiederum zur hier unerwünschten Erwärmung führen. Im Fehlerfall, insbesondere im Kurzschlussfall über dem Induktor, kann eine hohe Streuinduktivität allerdings Vorteile aufweisen, wie in Abschnitt 6.2.3 gezeigt wird. Der reihenkompensierte spannungseinprägende Wechselrichter wird nach Abwägung aller Kriterien die günstigste aller hier vorgestellten Lösungen sein. Weitere Forschungsergebnisse zum U-WR liefern [24], [39], [41], [43], [61], [62], [74].

## 2.4 Erhöhung der Frequenz durch sequenzielles Schalten

Die Höhe der Wechselrichterausgangsfrequenz wird durch die maximale abführbare

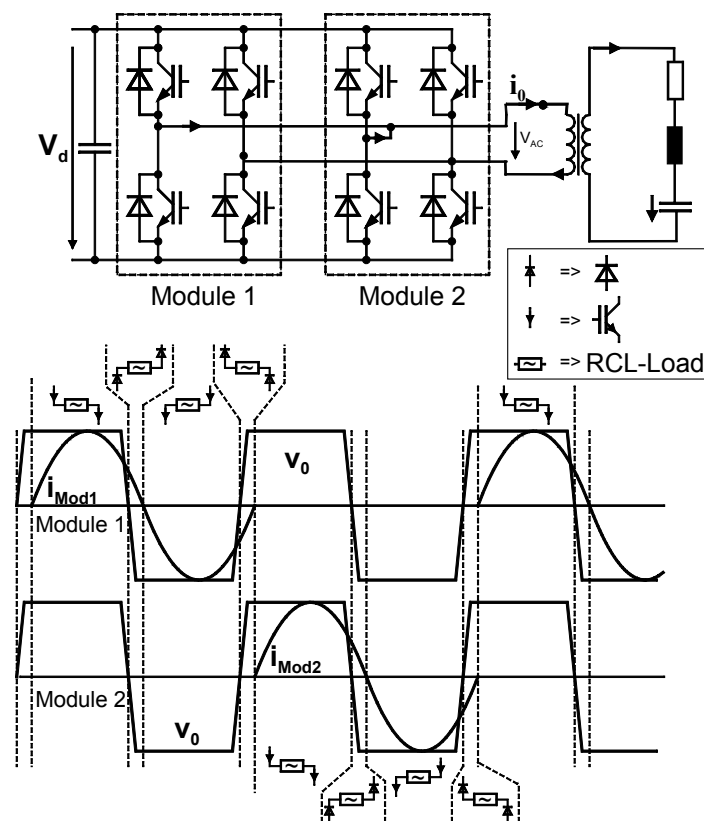


Bild 2.5 Sequenzielles Ansteuern von parallelgeschalteten Invertern

Leistung aus dem Halbleiter begrenzt. Resonantes Schalten verringert die Verlustleistung im Gegensatz zu hartem Schalten erheblich. Dennoch entstehen auch hierbei frequenzlimitierende Verluste. Eine weitere Möglichkeit ist das Deraten eines Halbleiters durch zum Beispiel eine Verringerung der Strombelastung. Hierbei sinkt die Ausgangsleistung des Wechselrichters. Durch Parallelschalten einzelner Schalter lässt sich die ursprüngliche Ausgangsleistung wieder erreichen oder sogar

übertreffen. Die Verringerung des Halbleiterstroms hat nur einen geringen Einfluss auf die Verlustleistung, die sich im Treiber ergeben. Die Treiberverluste sind annähernd proportional zur Frequenz. Die Verluste eines einzelnen Treibers können bei 400 kHz in Abhängigkeit von dem zu betreibenden Leistungshalbleiter (in diesem Fall ein 1200V und 200A planar NPT- IGBT) über 25 W betragen. Die meisten kommerziell verfügbaren Treiber können eine solche Leistung nicht bereitstellen. Die Abschaltverluste eines IGBTs beim weichen Schalten sind nicht mit dem abzuschaltenden Laststrom proportional, sondern unterproportional, wie [14] zeigt. Beim harten Schalten hingegen wachsen die Schaltverluste überproportional mit dem Kollektorstrom an [8]. Diese gegenläufigen Ergebnisse lassen sich nicht direkt miteinander vergleichen, da im ersten Fall der Strom durch die Last und nicht durch den IGBT kommutiert wird, und außerdem im ersten Fall kein externer Gatewiderstand und im zweiten Fall 4,7  $\Omega$  eingesetzt wurden. Dadurch laufen die Umladeprozesse der relevanten Kapazitäten im IGBT im ersten Fall deutlich schneller und somit auch verlustärmer ab. Im weichschaltenden Fall ist es auch

aufgrund der kleineren Treiberleistung günstiger, nicht alle parallelen IGBTs gleichzeitig zu betreiben sondern sequentiell nacheinander durchzuschalten [14]. Bild 2.5 erläutert das Schaltschema. Während ein Schalterpaar aktiv belastet wird, werden die verbleibenden parallelen Schalter passiv belastet. Das bedeutet, dass die passiven Schalter nur spannungsmäßig belastet werden. Es ist möglich, eine für die Frequenz benötigte Anzahl an Halbleitern parallel zu schalten, und ein jeder wird nur mit der für ihn noch zulässigen Frequenz betrieben.

## 2.5 Regelung der Ausgangsleistung

Die im Werkstück umgesetzte Leistung ist  $P=R \cdot I^2$ . Der Widerstand  $R$  des Werkstücks nimmt meist mit steigender Temperatur zu und kann nicht als konstant angenommen werden. Der Widerstand  $R$  kann vom Schwingkreiswechselrichter nicht direkt beeinflusst werden. Durch den mit der Temperatur ansteigenden Widerstand wirkt dieses Verhalten als positive Rückkopplung auf den Erwärmungsprozess. Der aktuelle Wert des Widerstands kann nicht einfach und schnell ermittelt werden, so dass man sich auf die Regelung des Ausgangsstroms beschränkt. Es gibt verschiedene Möglichkeiten eines Regeleingriffs in den Ausgangsstrom eines Schwingkreiswechselrichters [7]:

- Nachführen der Zwischenkreisspannung
- Verstärken der Steuersignale außerhalb der Resonanzfrequenz des Schwingkreises
- Phasenanschnittsteuerung
- Auslassen von Pulsen (Schwingungspaketsteuerung)
- Auslassen von einzelnen Pulsen und das Schalten von Freilaufpfaden.

Die am einfachsten verständliche Möglichkeit ist sicherlich das Anpassen und Nachführen der Zwischenkreisspannung durch Eingriffe in das vorgelagerte Netzteil oder den Stromrichter. Da der Zwischenkreiskondensator und entsprechend hierzu auch die Zeitkonstanten zum Laden und Entladen im Vergleich zu der Schwingkreiswechselrichterfrequenz sehr groß sind, ist die Regelgüte schlecht. Es können sich Überströme in den Schaltern ausbilden, die die Regelung nicht rechtzeitig reduzieren kann, da ihr hierzu die schnelle Eingriffsmöglichkeit fehlt. Es könnte eine stark reduzierte Zwischenkreiskapazität Verwendung finden, die mit der Ladeeinrichtung zusammen eine Zeitkonstante aufweisen sollte, die nicht um Dimensionen von der des Schwingkreises auseinanderliegt. Die Lade- und auch

Entladeeinrichtung müssten hochdynamisch auf Störgrößen reagieren können, was eine sehr schnelle und aufwendige Regelung voraussetzt. Diese Möglichkeit ist aufwendig und daher nicht gut geeignet, obwohl die Leistungskonstanz im eingeschwungenen Zustand sehr gut wäre. Diese Leistungskonstanz ist aber gerade bei thermischen Vorgängen, die im Gegensatz zu allen anderen Vorgängen meist, wie auch hier, recht träge sind, nicht erforderlich.

Die Verstimmung des Resonanzkreises ist eine früher sehr gerne angewendete Methode. Es ist keine weitere Hardware erforderlich und der Eingriff erfolgt schnell und die Regelgüte ist hoch. Die Halbleiter werden durch das Verstimmen allerdings nicht mehr weichschaltend betrieben, sondern hartschaltend. Die Verlustleistungen in den Halbleitern nehmen stark zu und können nur mit großem Aufwand abgeführt werden. Auch diese Möglichkeit erscheint nicht sinnvoll.

Die Phasenanschnittsteuerung ist ein klassisches Verfahren zur Leistungssteuerung und wird vielfach zum Beispiel in Dimmern für Haushaltsglühlampen verwendet. Das Einschalten erfolgt nicht im oder nahe am Spannungsnulldurchgang und es kommt somit zu einem harten Einschalten mit den entsprechenden Verlusten. Dieses Verfahren ist nicht für diese Aufgabe geeignet und wird in dieser Arbeit nicht weiter berücksichtigt.

Die Schwingungspaketsteuerung hat einen sehr ungleichmäßigen Leistungsfluss zur Folge, der bei thermischen Anwendungen allerdings noch tolerierbar ist. Vor jedem neuen Schwingungspaket muss der Resonanzkreis neu eingeschwungen werden und der Maximalstrom im Halbleiter darf nicht überschritten werden, so dass sehr kurze Schwingungspakete verwendet werden müssten. Ein Grenzfall wäre das Auslassen von genau einem Puls. Der Resonanzkreis wird die gespeicherte Energie wieder durch die Dioden des Wechselrichters in den Zwischenkreis zurückpumpen. Auch bei dieser Methode werden die Halbleiter mehr als nötig belastet. Diese Methode ist somit auch nicht gut geeignet.

Das Auslassen von einzelnen Pulsen und das Schalten von Freilaufpfaden verhindert den Rückfluss der Energie (Bild 6.13). Die Halbleiter werden im weichschaltenden Betrieb betrieben und die Halbleiterverluste sind somit gering. Beachtet werden muss bei dieser Methode allerdings, dass die Freilaufpfade immer wechselseitig geschaltet werden, um eine Sättigung des Anpasstransformators zu verhindern.

## 2.6 Versuchsstand

Der Versuchsstand ist ein modulares Spannungszwischenkreis-Schwingkreiswechselrichtersystem mit einer Resonanzfrequenz von 400 kHz mit einer Struktur nach Bild 2.5. Die Bilder 2.6 und 2.7 zeigen den Versuchsstand.

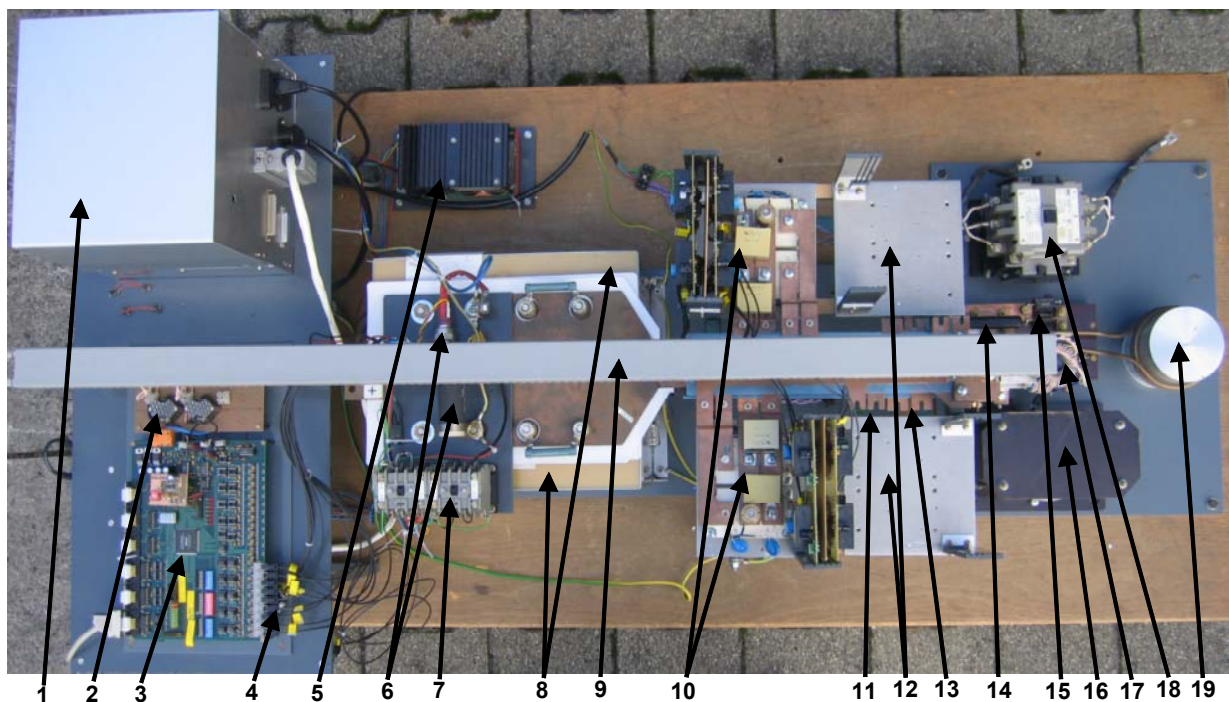


Bild 2.6 Schwingkreiswechselrichterversuchsstand

- 1: Temperaturregelung und Lade- und Entladebedienterminal
- 2: 2. Stufe der Stromwandler zur Stromnulldurchgangs- und Amplitudenerkennung
- 3: Steuer und Regelplatine mit CPLD
- 4: Optische Ein- und Ausgänge
- 5: Netzteil der Steuer- und Regelplatine und der Leistungstreiber
- 6: Entladeschaltung (Thyristor und gewickelter Widerstand)
- 7: Ladeschutz
- 8: Zwischenkreiskondensator
- 9: Kabelkanal
- 10: IGBT-Schwingkreiswechselrichtermodule mit Treiberkarten
- 11: Anschlüsse der AC-Schienen
- 12: Unbestückte Schwingkreiswechselrichtermodule
- 13: Anschlüsse der DC-Zwischenkreisschiene
- 14: Resonanzkondensatoren
- 15: überbrückbarer Widerstand im Resonanzkreis zur Stromamplitudenbegrenzung im nicht leistungsgeregelten Betrieb
- 16: Hochfrequenz Leistungstransformator
- 17: 1. Stufe der Stromwandler zur Stromnulldurchgangs- und Amplitudenerkennung
- 18: Schutz zur Simulation von Induktorkurzschlüssen (z.Z. nicht angeschlossen)
- 19: Induktorspule mit Werkstück

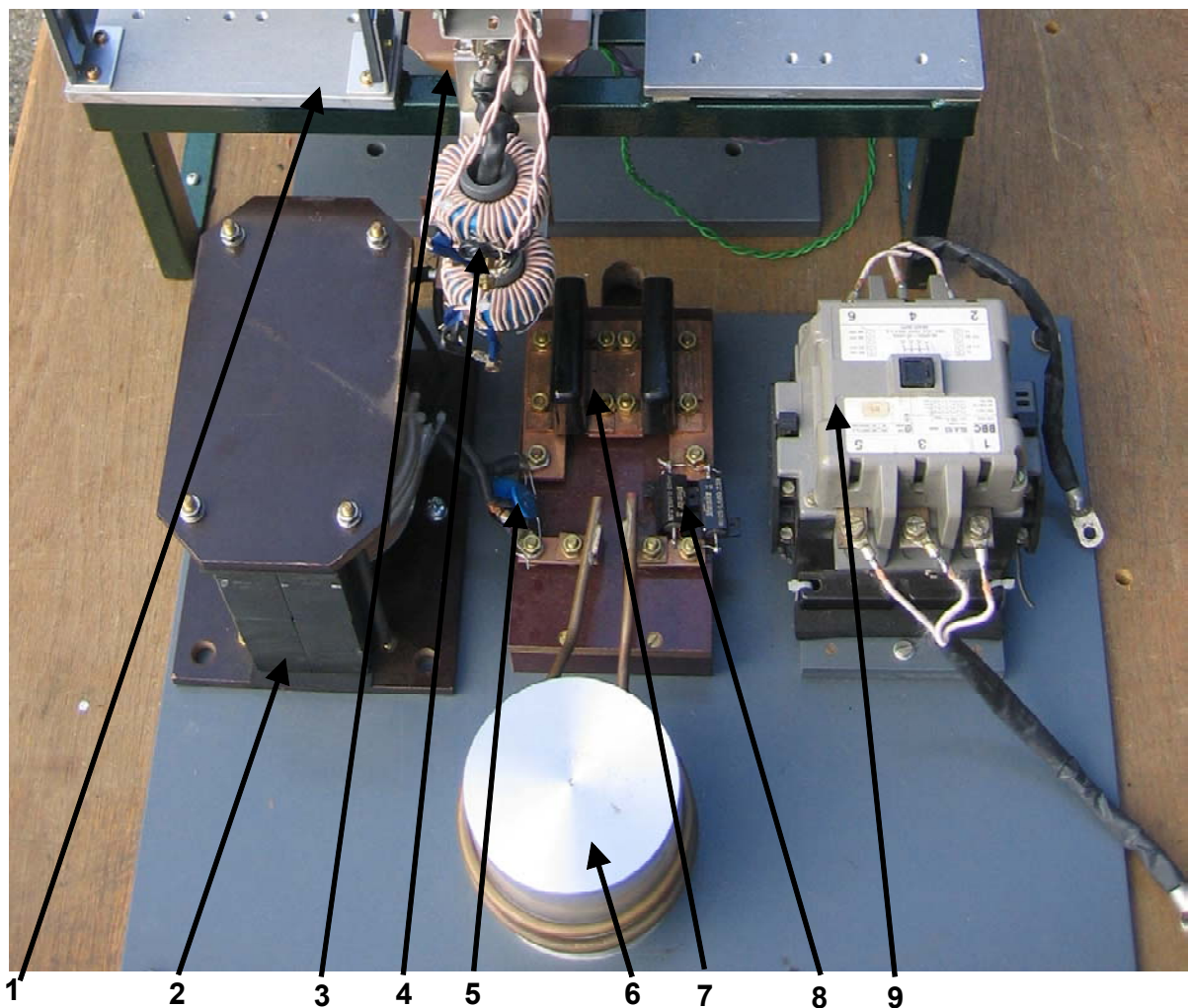


Bild 2.7 Abbildung des Resonanzkreises

- 1: Unbestückte Wechselrichtermodule
- 2: Hochfrequenz Leistungstransformator
- 3: AC-Stromschienen mit Anschlüssen der Stromwandler
- 4: 1. Stufe der Stromwandler
- 5: Varistoren an der Sekundärseite des HF-Transformators
- 6: Induktorspule mit Werkstück
- 7: Resonanzkondensatoren
- 8: überbrückbarer Widerstand im Resonanzkreis zur Stromamplitudenbegrenzung im nicht leistungsgeregelten Betrieb
- 9: Schütz zur Simulation von Induktorkurzschlüssen (z.Z. nicht angeschlossen)

## Technische Daten der Anlage:

Resonanzfrequenz	$f_0 \approx 400 \text{ kHz}$
Zwischenkreisspannung	$V_d = 600 \text{ V}$
Wechselrichterausgangsstrom	$I_{0 \text{ max}} = 200 \text{ A}$
Resonanzinduktivität	$L_{\text{Load}} \approx 1 \text{ } \mu\text{H}$
Resonanzkapazität ( 2 Stück a 330 nF in Reihe)	$C_{\text{Load}} = 165 \text{ nF}$
Überbrückbarer Widerstand im Resonanzkreis	$R_{\text{Load}} = 0,34 \text{ } \Omega$
Zwischenkreiskondensator:	$C_{\text{ZK}} = 3,3 \text{ mF}$
Snubberkondensator (einer pro IGBT-Halbbrücke)	je $2,5 \text{ } \mu\text{F}$
Übersetzung des Leistungstransformators	$w_p / w_s = 3 / 1$
Anzahl der Wechselrichtermodule:	4 (2 bestückt, 2 unbest.)
IGBT:	Eupec FF200R12KS4
Leistungstreiber:	CT Concept IGD515EI
Externer Gatewiderstand:	$R_G = 0 \text{ } \Omega$
CPLD:	Altera EPM7512B
CPLD Taktfrequenz:	100 MHz

Der Versuchstand ist auf den Betrieb von einigen Millisekunden ausgelegt. Er ist aufgrund der reduzierten Anzahl an Wechselrichtermodulen und nicht implementierter Kühlung nicht für den Dauerbetriebsfall geeignet. Um Betriebszustände bei verschiedenen IGBT-Modultemperaturen zu messen, ist der Versuchstand mit beheizbaren Wechselrichtermodulgrundplatten versehen. Gespeist wird der Zwischenkreis mit einem nicht abgebildeten externen Labornetzteil. Eingeschaltet wird der Wechselrichter durch ein mit einem externen Funktionsgenerator erzeugten Freigabesignal, dass über einen differentiellen Bus auf die Ansteuerplatine übertragen wird.



## 3 Schaltverhalten des IGBTs

### 3.1 Vergleich mit anderen Leistungshalbleitern

Seit den 80er Jahren ist der IGBT in der Leistungselektronik verfügbar. Vor seiner Verfügbarkeit wurden viele leistungselektronische Schaltungen, bei denen niedrige Frequenzen und große Leistungen umgesetzt wurden, als Thyristorschaltungen konzipiert, da diese Bauelemente robust und verfügbar waren und gute Durchlasseigenschaften zeigten. Die Ansteuerschaltungen waren meist simpel, da sie nur einen kurzen Einschaltimpuls liefern mussten. Der einfache Thyristor ist jedoch nicht abschaltbar, so dass das Kommutieren durch die Schaltung selbst geschehen musste. Eine Abhilfe war die Entwicklung des GTOs. Dieser konnte allerdings nur in Frequenzbereichen bis zu etwa 1 kHz eingesetzt werden, was die Anwendungen auf große Antriebe ohne besondere Dynamik beschränkte. Die Durchlassverluste sind etwas höher und die Ansteuerschaltungen sind im Gegensatz zum Thyristor wesentlich komplizierter. Es muss hierbei nicht nur ein Zündimpuls sondern auch ein negativer Abschaltstromimpuls übertragen werden, der kurzzeitig die Größenordnung des Laststroms annehmen kann [15]. Des Weiteren benötigen GTOs RCD Snubber und sind aufwendiger in der Herstellung. Eine Weiterentwicklung des GTOs ist der IGCT, der aber eine noch aufwendigere Ansteuerung besitzt, heute für große Leitungen aber noch Verwendung findet.

Im mittleren Leistungs- und Frequenzbereich liegt der bipolare Transistor. Dieses Bauelement besitzt gute Durchlasseigenschaften. Die Ansteuerung erfolgt hierbei über den Basisstrom, der bei Leistungstransistoren etwa bei 10% des Kollektorstroms liegt. Diese Ansteuerungen benötigen eine nicht zu vernachlässigende Ansteuerleistung. Mit der Entwicklung des Darlingtontransistors wurde dieses Problem beseitigt. Das Abschaltverhalten des Transistors ist durch eine große Speicherzeit jedoch schlecht. Eine Abhilfe bot hierbei ein negativer Basisstrom, der die Ansteuerschaltung aber wieder aufwendig macht. Leistungsbiopolartransistoren höherer Leistung sind heute nicht mehr gebräuchlich und somit weitgehend nicht mehr verfügbar.

Bei hohen Frequenzen oder im Spannungsbereich bis zu etwa 200 V sind MOSFETs auch heute noch das Mittel der Wahl. MOSFETs zeichnen sich durch ihre guten Schalteigenschaften und verlustarme Ansteuerung aus, da der MOSFET spannungsgesteuert ist. Im stationären Zustand fließt kein Gatestrom

(Ansteuerstrom). MOSFET-Typen für höhere Arbeitsspannungen weisen eine deutlich höhere Durchlassspannung (bei Nennstrom) im Gegensatz zu den bisher erwähnten Leistungshalbleitern auf (bei gleicher Siliziumfläche).

Der IGBT vereint viele der günstigen Eigenschaften der anderen Leistungshalbleiter. So ist er wie der MOSFET feldgesteuert und die Durchlassspannung ist etwas größer als die eines Transistors. Die Gatekapazität ist geringer als bei einem in den Leistungsparametern ähnlichen MOSFET, was den Einsatz schwächerer Treiber zulässt. Er ist günstig erhältlich in kleinen und großen Leistungsklassen, mit Spitzensperrspannungen von 6500 V und nominellen Strömen in Höhe von einigen

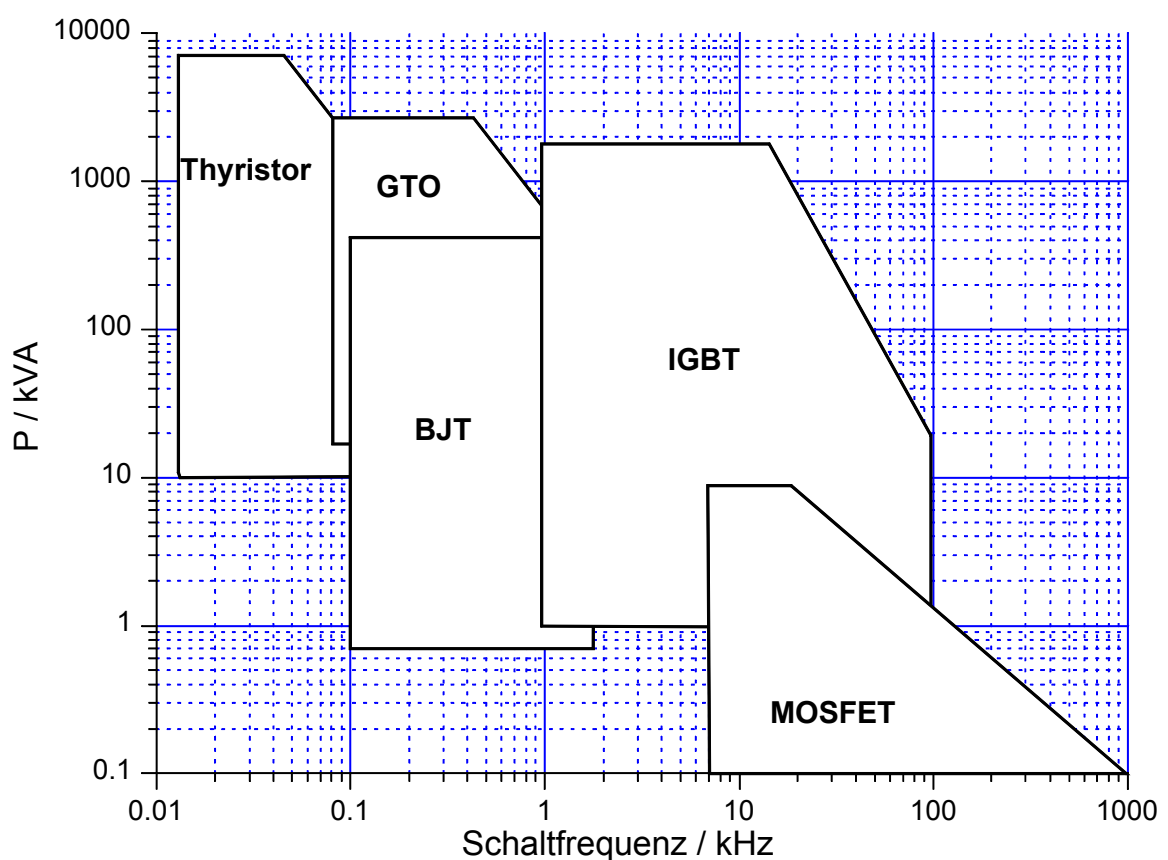


Bild 3.1 Grobe Übersicht über den typischen Anwendungsbereich verschiedener Halbleitertypen [16]

kA. Der Markt bietet heute fertige Ansteuerschaltungen mit umfangreichen Überwachungsfunktionen. Der IGBT hat bis auf einige Spezialanwendungen, wie z.B. Hochspannungsgleichstromübertragungen oder Hochfrequenzanwendungen, die anderen hier erwähnten Leistungshalbleiter abgelöst. Bild 3.1 gibt einen Überblick über die Einsatzbereiche der einzelnen Halbleitertypen.

IGBTs sind, wie in Bild 3.1 zu erkennen, nicht für Schaltfrequenzen über 40 kHz im hartschaltenden und 100 kHz im weichschaltenden Betrieb zu verwenden. Die

limitierende Größe ist hierbei die maximal abführbare Verlustleistung. Leistungshalbleiterhersteller geben für Ihre Produkte im Datenblatt eine maximale Verlustleistung  $P_{\text{tot}}$  an, die im wenige Sekundenmittel nicht überschritten werden sollte. Durch entsprechende Kühlungsmaßnahmen ist auch ein Überschreiten dieser Verlustleistung möglich, die entsprechend auszuführenden Kühlmaßnahmen aber aufwendig. Halbleiterhersteller geben für Silizium eine maximale Sperrschichttemperatur in Höhe von  $150^\circ\text{C}$  an, die auf keinen Fall überschritten werden sollte. Ab dieser Temperatur sind die Eigenleitungsströme so groß, dass sich thermische Durchbrüche in der Sperrschicht ausbilden können, die diese zerstören können. Die Eigenleitungsichte und damit auch der Sperrstrom folgt der folgenden Formel [23]:

$$i_{\text{sperr}} \sim n_{i0} = \sqrt{n_{i0} \cdot p_{i0}} = 2 \cdot \left( \frac{\pi \cdot k \cdot T}{h^2} \right)^{3/2} \cdot (m_n^* \cdot m_p^*)^{3/4} \cdot e^{-\frac{E_C - E_V}{2k \cdot T}} \quad (3.1)$$

Die Eigenleitungsichte ist somit exponentiell von  $-(E_C - E_V)/(2kT)$  abhängig. Zu beachten ist hierbei, dass das Schaltverhalten eines Leistungshalbleiters infolge einer ebenfalls mit der Temperatur stark zunehmenden Ladungsträgergenerationsrate verlustleistungsreicher und damit zusätzlich ungünstiger wird.

Die maximal zulässige Verlustleistung berechnet sich nach:

$$P_{\text{tot}} = \frac{\Delta T_{\text{ges}}}{R_{\text{th\_ges}}} \quad (3.2)$$

Der thermische Widerstand  $R_{\text{th\_ges}}$  wird bei Verwendung von flüssigkeitsgekühlten Kühlkörpern im Wesentlichen durch den internen Modulaufbau und die thermische Anbindungen des IGBT Moduls an den Kühlkörper beeinflusst. Da die Befestigung und thermische Anbindung des IGBT Moduls an den Kühlkörper durch Datenblätter vorgegeben ist, hat der Anwender kaum Möglichkeiten, den thermischen Widerstand weiter zu verkleinern und damit die maximal abführbare Leistung zu erhöhen.

Eine weitere Verlustleistungserhöhung ist dann nur noch durch ein kälteres Kühlmedium möglich. Es sollte für eine optimale Verlustleistungsabgabe die Kühlmitteltemperatur nur unwesentlich über der Raumtemperatur liegen.

### 3.2 Funktionsweise des IGBTs

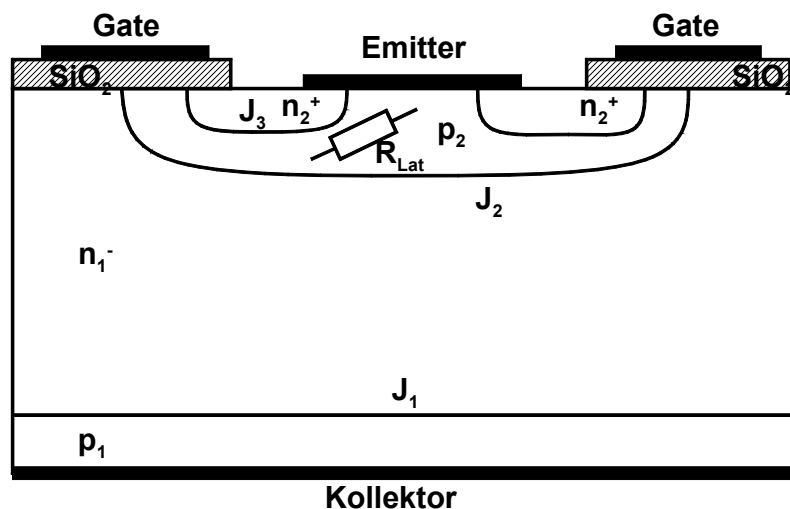


Bild 3.2 Schnittbild eines NPT n-Kanal IGBTs

Bild 3.2 zeigt einen Querschnitt durch einen IGBT. Der IGBT verfügt über drei Anschlüsse, den Emitter, den Kollektor und das Gate. Bei IGBT Modulen wird teilweise noch der Hilfsemitter mit herausgeführt, der aber am Chip an den gleichen Terminals angeschlossen wird wie der Emitter. Bei

der Struktur des IGBTs handelt es sich um eine MOSFET Struktur, die durch eine drainseitige p-Schicht erweitert worden ist. Diese wirkt mit der darüberliegenden  $n_1^-$ -Schicht als PN-Übergang, durch den eine Injektion von Minoritätsladungsträgern in das n- Gebiet erreicht wird. Durch diesen im Vergleich zum MOSFET zusätzlichen PN-Übergang kann die parasitäre Diode zwischen  $p_2$  und  $n_1^-$  nicht wirksam leitend

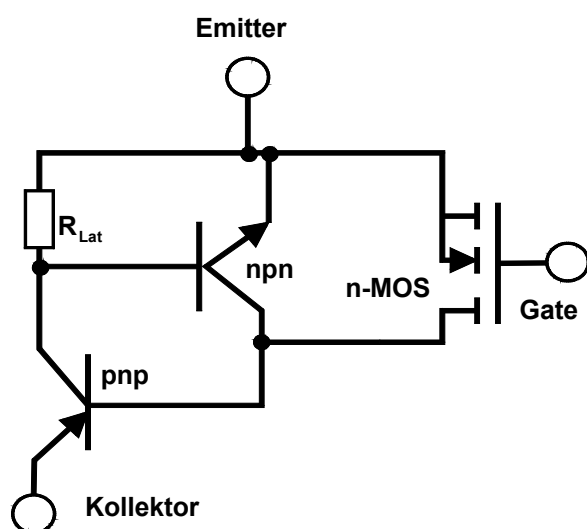


Bild 3.3 Ersatzschaltbild des IGBTs [75]

werden. Das Ersatzschaltbild zeigt Bild 3.3. Wird eine positive Spannung  $V_{GE}$  zwischen dem Gate und dem Emitter angelegt, die die Thresholdspannung des MOSFETs übersteigt, so bildet sich ein leitfähiger Kanal (Inversionsschicht) aus freien Elektronen im  $p_2$  Gebiet aus. Ist die Kollektor-Emitter-Spannung  $V_{CE}$  positiv, so ist der PN-Übergang  $J_1$  in Durchlassrichtung geschaltet. Somit können Löcher aus dem  $p_1$  Gebiet des Kollektors als Minoritätsladungsträger in

die  $n_1^-$  Schicht gelangen. Einige Ladungsträger werden im dicken  $n_1^-$  Gebiet rekombinieren, aber eine große Anzahl kann durch Diffusion ins  $p_2$  Gebiet gelangen. Von hier aus gelangen die Löcher durch das mäßig dotierte und somit nicht

besonders niederohmige  $p_2$  Gebiet an den Emitteranschluss. In Bild 3.3 wird der Mechanismus auf Ersatzschaltbildebene beschrieben. Der N-Kanal MOSFET leitet und bietet dem PNP Transistor einen negativen Basisstrom, so dass dieser einschalten kann. Der Kollektorstrom des PNP Transistors gelangt über den Widerstand  $R_{Lat}$ , der das mäßig dotierte  $p_2$  Gebiet modelliert, zum Emitteranschluss des IGBTs. Durch den Spannungsabfall an dem Widerstand  $R_{Lat}$  kann sich der parasitäre NPN Transistor einschalten. Dieser Transistor besteht aus dem  $n_2^+$  (Emitter),  $p_2$  (Basis) und dem  $n_1^-$  (Kollektor) Gebiet. Der NPN und der PNP Transistor bilden eine ungünstige Thyristorstruktur, die gerade bei hohen Kollektorströmen und damit hohen Spannungen über dem Widerstand  $R_{Lat}$  einrasten kann (Latch up). Damit ist der IGBT nicht mehr durch das Gate abschaltbar und eine Zerstörung droht. Dieser Mechanismus spielte bei den IGBTs bis in die 90er Jahre hinein eine wichtige Rolle. Heutige IGBTs sind durch technologische Maßnahmen, wie z.B. das Kurzschließen des  $n_2^+$  und des  $p_2$  Gebiets durch den Emitteranschluss oder durch eine wirksame Verringerung des Lateralwiderstandes  $R_{Lat}$  gegen diesen Mechanismus geschützt. Das Leitverhalten unterscheidet sich wesentlich von dem eines MOSFETs, obwohl der Aufbau bis auf die zusätzliche  $p^+$  Schicht gleich ist. Bei einem MOSFET kommt zum Ladungstransport nur eine Ladungsträgerart zum Wirken. Man spricht von einem unipolaren Bauelement, das heißt es wirken nur die Elektronen im N-Kanal MOSFET als wirksame Ladungsträger. Beim IGBT hingegen wird zusätzlich zum N-Kanal MOSFET auch noch der PNP Transistor parallel betrieben. Es werden hierbei beide Arten von Ladungsträgern zum Ladungstransport mit einbezogen. Das Ausgangskennlinienfeld  $I_C(V_{CE}, V_{GE})$  eines IGBT verläuft aus diesem Grund wesentlich anders als das eines vergleichbaren MOSFETs. Das MOSFET Ausgangskennlinienfeld kennt keine Schwellenspannung. Ein MOSFET ist prinzipiell ein über das Gate gesteuerter ohmscher Widerstand. Bei MOSFETs, die für große Sperrspannungen ausgelegt sind ( $>600V$ ), können die Durchlasswiderstände Werte annehmen, dass bei dem nominalen Strom, für den der Leistungshalbleiter ausgelegt ist, Durchlassspannungen von über 8 V erreicht werden können. Durch Parallelschalten vieler MOSFETs kann die Durchlassspannung wirksam verringert werden. Das bedeutet aber einen hohen Aufwand an zusätzlichen Halbleitern und Kosten. Bild 3.4 zeigt ein prinzipielles Ausgangskennlinienfeld eines N-Kanal MOSFETs. Links im linearen Bereich wirkt allein der Kanalwiderstand und der Widerstand der schwach dotierten  $n^-$  Drain

Region. Bei steigendem Sourcestrom fällt die Kennlinienschar allmählich nach rechts ab. Der leichte Abfall (bis zur gestrichelten Linie) erklärt sich durch den mit dem Strom wachsenden Spannungsabfall im Kanal, der so den Kanal hin zum Drain immer weiter bis zur Thresholdspannung  $V_{TH}$  abschnürt. Der gesamte linke Bereich wird fast ohmscher Bereich genannt. Rechts der gestrichelten Linie  $I_{D,sat}(V_{DS})$ , die

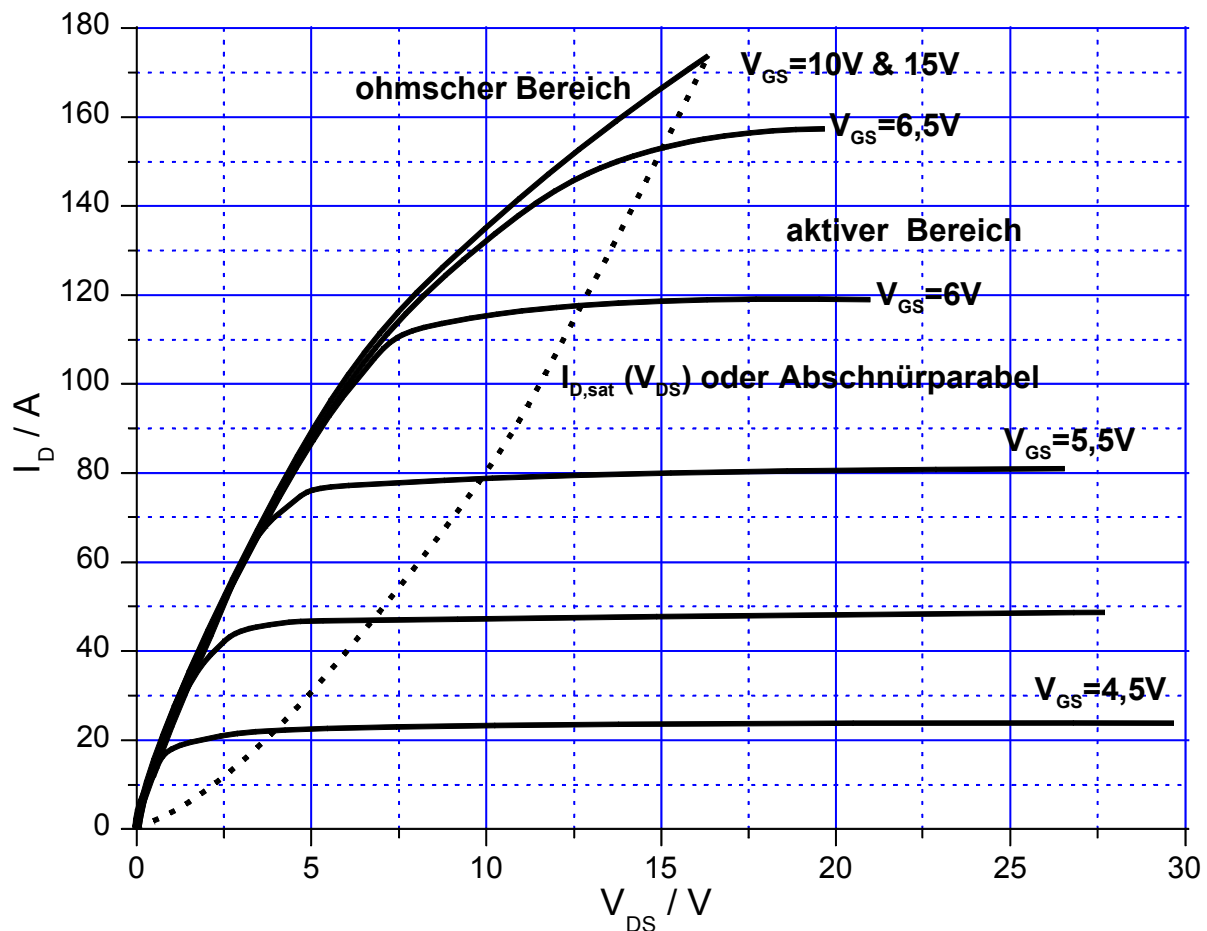


Bild 3.4 Ausgangskennlinienfeld eines MOSFETs Quelle: [16]

auch Abschnürparabel genannt wird, befindet sich der aktive Bereich eines MOSFETs. Der Kanal ist nun in Richtung Drain nicht mehr vorhanden und die Elektronen müssen durch die Raumladungszone des nun in Sperrrichtung gepolten PN-Übergangs driften. Dabei erreichen die Elektronen die Sättigungsdriftgeschwindigkeit, die auch bei Anlegen einer höheren Feldspannung nicht mehr gesteigert werden kann, das heißt, es kann jeder Gate-Emitterspannung ein Drainstrom zugeordnet werden. Der MOSFET wirkt hierbei als Stromquelle.

Das Kennlinienfeld eines IGBTs unterscheidet sich von dem eines MOSFETs deutlich im Bereich kleiner Ströme (Bild 3.5). Auffällig ist die zusätzliche Schleusenspannung durch den zusätzlichen PN-Übergang  $J_1$  am Kollektor. Dieser

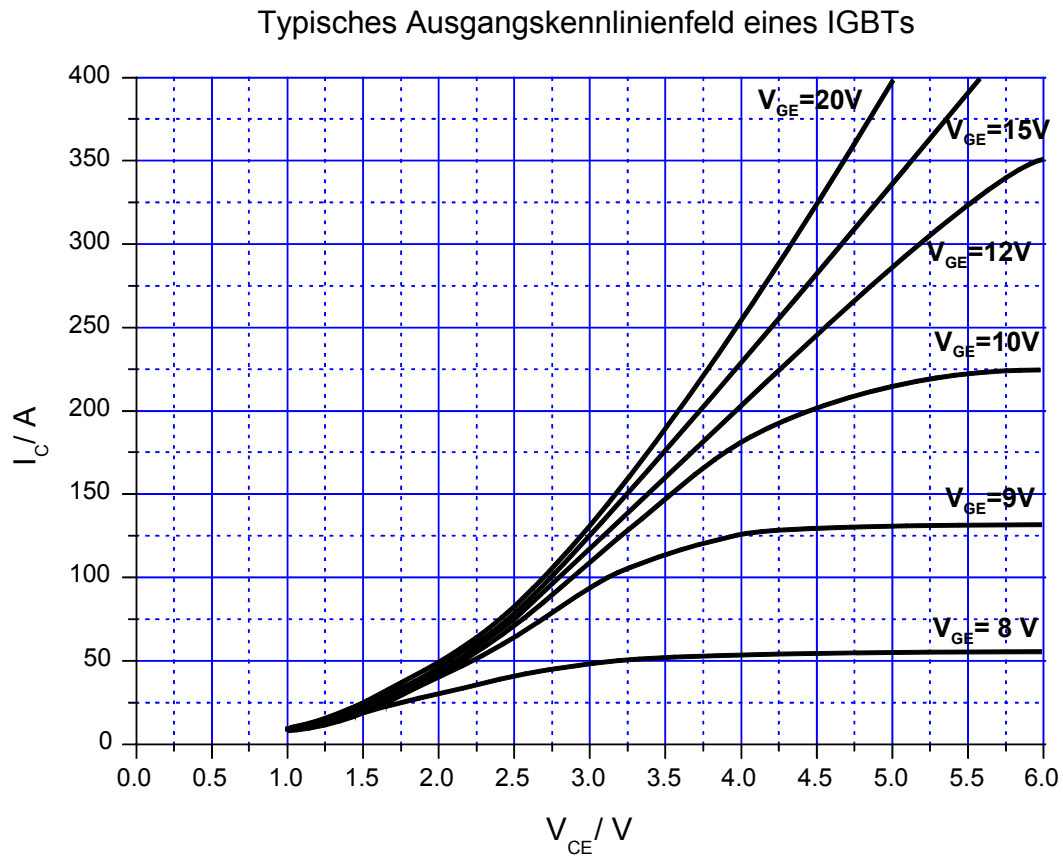


Bild 3.5 Ausgangskennlinienfeld eines IGBTs

zusätzliche Spannungsabfall erhöht zwar die Durchlassspannung bei kleinen Strömen, bei größeren Strömen wird allerdings eine größere Steilheit der Kurve im Gegensatz zum gleich großen MOSFET immer wichtiger und wiegt die Nachteile durch den zusätzlichen Schleusenspannungsanteil der zusätzlichen Diode mehr als auf.

### 3.3 PT, NPT und FS-IGBTs, Unterschiede im Schaltverhalten

Es gibt zwei verschiedene IGBT Ausführungen, die einen großen Einfluss auf das statische und das dynamische Verhalten eines IGBTs haben. Es gibt den (unsymmetrischen) Punch Through (PT) und den (symmetrischen) Non Punch Through IGBT. Der Unterschied besteht prinzipiell in einer zusätzlichen stark

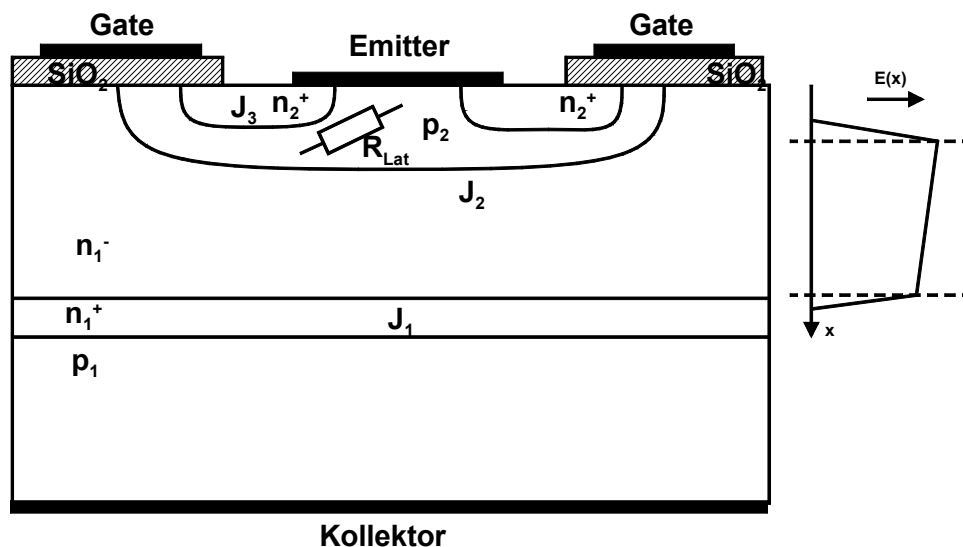


Bild 3.6 Schichtenfolge und Feldstärkeverlauf eines PT-IGBTs

dotierten n<sup>+</sup> Schicht (auch Buffer Layer genannt) im PT-IGBT (Bild 3.6). Die Schichtenfolge des NPT-IGBTs ist aus Bild 3.2 ersichtlich. Diese zusätzliche Schicht hat zur Folge, dass der elektrische Feldverlauf nicht mehr dreieckig wie beim NPT-Typ ist, sondern dem Trapezverlauf in Bild 3.6 folgt. Auf diese Weise gelingt es, bei einer gegebenen Sperrspannungsfestigkeit des Halbleitermaterials die Dicke der n-Schicht zu reduzieren. Hierdurch können geringere Durchlassspannungsabfälle erreicht werden. Allerdings verändert sich auch das Schaltverhalten erheblich.

Die kollektorseitige p<sup>+</sup> Anodenschicht ist im PT-Typ fertigungsbedingt deutlich dicker als beim NPT-Typ, mit der Folge, dass mit zunehmender Dicke der Emitterwirkungsgrad  $\gamma$  des PNP Transistors ansteigt. Ein Ansteigen des Emitterwirkungsgrades steigert die Latch-up-Anfälligkeit des parasitären Thyristors durch die Beziehung  $\alpha = \gamma \alpha_T$  (je größer  $\alpha$  desto eher passiert ein Latch-up-Vorgang), wobei  $\alpha$  die Stromverstärkung in Basisschaltung und  $\alpha_T$  der Transportfaktor ist [15]. Um die Ladungsträgerlebensdauer und damit den Transportfaktor herabzusetzen, werden Rekombinationszentren in das n- Gebiet eingebracht. Diese



Rekombinationszentren verschlechtern wiederum die statischen Verluste durch eine höhere effektiv angehobene Durchlassspannung.

Die Ladungsträgerdichte am IGBT Kollektor ist beim PT aus den oben genannten Gründen größer als beim NPT. Durch die Rekombinationszentren ist der Abfall zum Emitter hin aber auch deutlich stärker ausgeprägt als beim NPT, der somit eine größere mittlere Bahnlänge der Ladungsträger aufweist. Beim Abschalten müssen die Ladungsträger schnell durch Rekombination entfernt werden, was beim NPT mit geringeren Rekombinationszentrumsanteilen schlechter gelingt. Die Folge ist, dass der Tailstrom bei NPT-IGBTs kleiner ist als bei PT-IGBTs, aber eine größere Abklingzeitkonstante aufweist. Insgesamt sind PT-IGBTs eher auf niedrige Durchlassverluste und NPT-IGBT auf günstige Schalteigenschaften ausgelegt. Tabelle 3.1 gibt einen Überblick über die wesentlichen Unterschiede der NPT- und PT-Technologie. Im Spannungsbereich 600V waren PT-IGBTs stark vertreten, im 1200V Bereich wurde der Herstellungsprozess bedingt durch die dickere aufzudampfende n- Schicht sehr aufwendig [15].

	NPT-IGBT	PT-IGBT
Temperaturkoeffizient	Immer positiv, das heißt bei Parallelschaltung selbststabilisierend	Immer negativ, Schutzbeschaltung bei Parallelschaltung erforderlich
Statische Durchlassspannung	$V_{CE}$ größer als beim PT	$V_{CE}$ geringer als beim NPT
Abhängigkeit der Schaltzeiten von der Temperatur	Gering	Relativ groß
Empfindlichkeit gegen Höhenstrahlung	Anfälliger aufgrund der höheren max. Feldstärke durch dreieckigen Feldverlauf	Weniger anfällig durch den gleichmässigeren Feldverlauf und niedrigere max. Feldstärke
Rückwärtssperrfähigkeit	Prinzipiell rückwärtssperrfähig	Nicht rückwärtssperrfähig (nur max. einige 10V)
Herstellungsverfahren	Homogener Wafer	Epitaxie Prozess
Tailstrom	Länger und niedriger	Kürzer und höher

Tabelle 3.1

PT-IGBTs werden unsymmetrische IGBTs und NPT-IGBTs symmetrische IGBTs genannt. Die Bezeichnung rührt von der im Sperr- wie auch im Blockierbetrieb dreiecksförmigen Feldverteilung im n- Gebiet des NPT IGBTs her. Im Blockerbetrieb

wird sich beim PT-IGBT das E-Feld zwischen der  $p^+$  und der  $n^+$  Schicht im Übergang  $J_1$  ausbilden. Bedingt durch die hohen Dotierungen wird die Weite der Raumladungszone klein bleiben und es werden hierdurch kritische Feldstärken erreicht, die zu einem Durchbruch führen werden. Der PT-IGBT ist somit prinzipiell nicht rückwärtssperrfähig. Der NPT könnte eine Rückwärtssperrspannung aufnehmen. Herstellungsprobleme bei den erforderlichen Randabschlüssen machen komplizierte Fertigungsverfahren für den Fall einer Nutzung der Rückwärtssperrfähigkeit notwendig. In den meisten Fällen wird der IGBT mit einer im Gehäuse integrierten antiparallelen Diode ausgestattet, so dass die Rückwärtssperrfähigkeit nicht angewendet werden kann.

Eine weitere Entwicklung ist der so genannte FS (Field Stop) IGBT (Bild 3.7), der

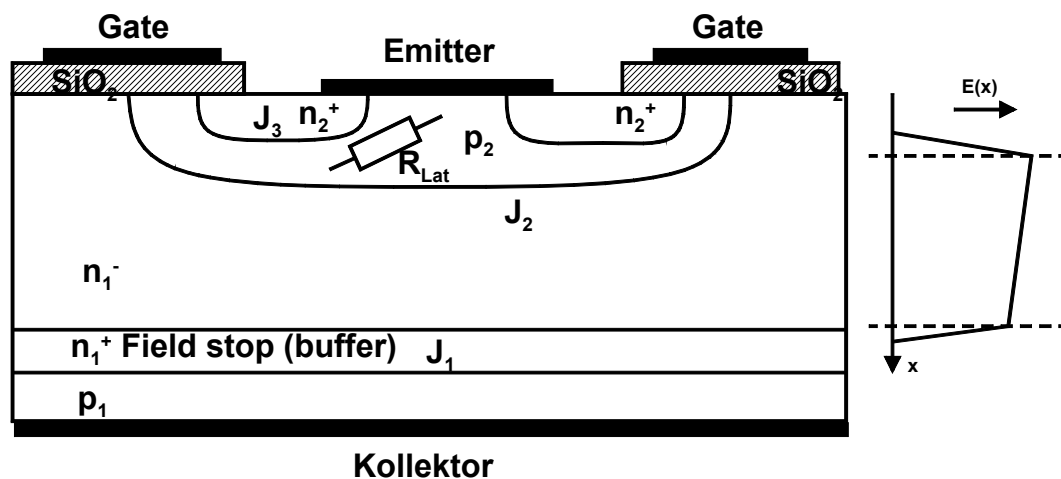


Bild 3.7 Schichtenfolge und Feldstärkeverlauf eines FS-IGBTs

eine ähnlich dünne  $p^+$  Anodenschicht wie der NPT, aber ebenfalls eine  $n^+$  Bufferschicht, die im Sperrzustand einen trapezförmigen Feldverlauf erzeugt, enthält. Der FS-IGBT hat eine ähnlich günstige Durchlassspannung wie der PT-IGBT, dabei weist er aber nicht dessen unerwünschte starke Temperaturabhängigkeiten auf und der Temperaturkoeffizient ist positiv, so dass eine einfache Parallelschaltung möglich ist [49]. Weitere Untersuchungen zum Parallelbetrieb von Leistungshalbleitern finden sich unter [19] und [56]. Da die Ladungsträgerlebensdauer bei manchen FS-Typen wie beim PT-IGBT durch Rekombinationszentren verringert wird (wesentlich geringere Rekombinationszentrendichte als beim PT-IGBT), ist die Dauer der Tailstromphase kleiner als beim NPT-IGBT. FS-IGBTs haben den klassischen NPT-IGBT inzwischen abgelöst. Häufig werden diese FS-IGBTs dann NPT-IGBTs genannt.

### 3.4 Trench und Planar Typen

Die bisher vorgestellten IGBT-Typen waren planare-IGBTs. Eine spätere Entwicklung

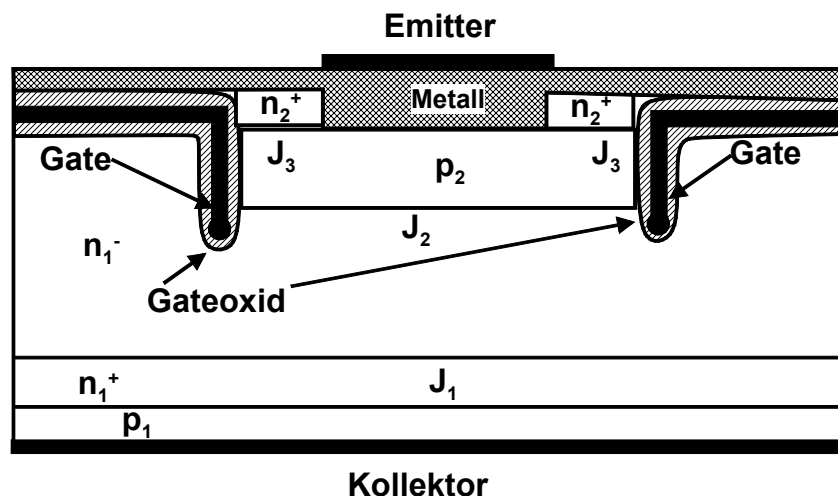


Bild 3.8 Trench Struktur

ist der so genannte Trench Gate IGBT. Trench Typen zeichnen sich strukturell durch eine etwas andere Gatestruktur aus (Bild 3.8). Hierbei wird das Gate nicht wie bei planaren IGBTs waagerecht auf die MOSFET Struktur

aufgebracht, sondern das Gate taucht senkrecht in die n- Schicht ein. Hierdurch ergeben sich andere physikalische Eigenschaften. Damit wird eine Anreicherung von Ladungsträgern im n- Mittelgebiet erreicht, was in einer niedrigeren Durchlassspannung resultiert. Mit der Trench Technologie lassen sich Durchlassspannungen von unter 2 V erreichen [21]. Die Chipfläche kann infolge einer höheren Stromdichte reduziert werden. Die Gatekapazitäten der Trenchstruktur sind üblicherweise größer als die vergleichbarer planarer Strukturen. Trench IGBTs sind eher hinsichtlich ihrer Durchlassverluste hin optimiert und planare Typen auf das Schaltverhalten. Halbleiterhersteller bieten oft beide IGBT Versionen mit gleichen Nennströmen und gleichen maximalen Sperrspannungen in gleichen Gehäusen an, so dass der Anwender eine Auswahl treffen muss. In den üblichen publizierten Datenblättern sind Ein- und Ausschaltverluste über dem Kollektorstrom bei einem empfohlenen Gatewiderstand und die entsprechende Sättigungsspannung in Abhängigkeit vom Kollektorstrom angegeben. Die Gesamtverluste eines planaren IGBTs betragen:

$$P_{ges,planar} = f(E_{ON,planar}(V_{CE}, I_C) + E_{OFF,planar}(V_{CE}, I_C)) + d \cdot V_{CE,sat,planar}(I_C) \cdot I_C \quad (3.3)$$

Die Gesamtverluste eines Trench IGBTs betragen:

$$P_{ges,trench} = f(E_{ON,trench}(V_{CE}, I_C) + E_{OFF,trench}(V_{CE}, I_C)) + d \cdot V_{CE,sat,trench}(I_C) \cdot I_C \quad (3.4)$$

Durch Gleichsetzen und Auflösen der Gleichungen 3.3 und 3.4 nach f ergibt sich Gleichung 3.5, mit der sich grob unter Berücksichtigung von Datenblattinformationen

abschätzen lässt, bis zu welcher Frequenz der Einsatz eines trench oder planar IGBTs in Bezug auf die Verlustleistung sinnvoll ist.

$$f = \frac{d \cdot I_C \cdot (V_{CE,sat,trench}(I_C) - V_{CE,sat,planar}(I_C))}{E_{ON,trench}(I_C) + E_{OFF,trench}(I_C) - E_{ON,planar}(I_C) - E_{OFF,planar}(I_C)} \quad (3.5)$$

### 3.5 Anforderungen an den Leistungstreiber

Ein Leistungshalbleiter benötigt zum schnellen verlustarmen Schalten eine Spannungsquelle, die dazu geeignet ist, die Gatekapazität im richtigen Moment in einer definierten Art und Weise umzuladen. Dieses Umladen sicherzustellen ist eine der Hauptaufgaben eines Leistungstreibers. Darüber hinaus ist es wünschenswert, wenn der Treiber Überwachungs- und Schutzfunktionen ausüben kann.

Obwohl IGBTs feldgesteuerte Leistungshalbleiter sind und somit im statischen Betrieb keine Treiberleistung benötigen, können im dynamischen Betrieb Gateströme von 10 A und mehr erreicht werden. Somit muss der Leistungstreiber über eine leistungsstarke Ausgangsstufe verfügen, die diese Ströme bereitstellen kann. Das Spannungsniveau heutiger Treiber liegt bei +/- 15V. Die maximal zulässige Gate-Emitterspannung beträgt häufig +/- 20V. Während schneller Schaltvorgänge besteht die Gefahr, dass die zulässigen Spannungswerte infolge von kapazitiven Verschiebungsströmen überschritten werden können. In diesem Fall kann der Gate-Emitteranschluß durch Z-Dioden oder andere Mechanismen wirksam geschützt werden.

Bild 3.9 zeigt einen Signalfussplan eines Leistungstreibers mit vorgeschalteter Sicherheitseinrichtung. Gatesignale werden meist in einer Controlplatine erzeugt. Diese liegt auf dem Elektronikpotential. Soll ein Halbbrückenarm angesteuert werden, so liegen die jeweiligen Emitterpotentiale je nach Schaltzustand auf einem anderen Spannungsniveau. Die Potentialunterschiede sind im statischen Betrieb in Höhe der Zwischenkreisspannung. Sie können dynamisch aber auch transient durchaus Werte der 2-fachen Zwischenkreisspannung betragen. Treibergate- und Treiberausgangssignale (z.B. die  $V_{CE}$ -Überwachung) müssen diesem Potentialunterschied standhalten können. Ebenfalls muss die Treiberelektronik mit einer potentialgetrennten Spannungsversorgung betrieben werden.

Das ankommende Gatesignal durchläuft nach der Potentialtrennung, die heute üblicherweise mit Hilfe von Optokopplern, Lichtwellenleitern oder Magnetwandlern

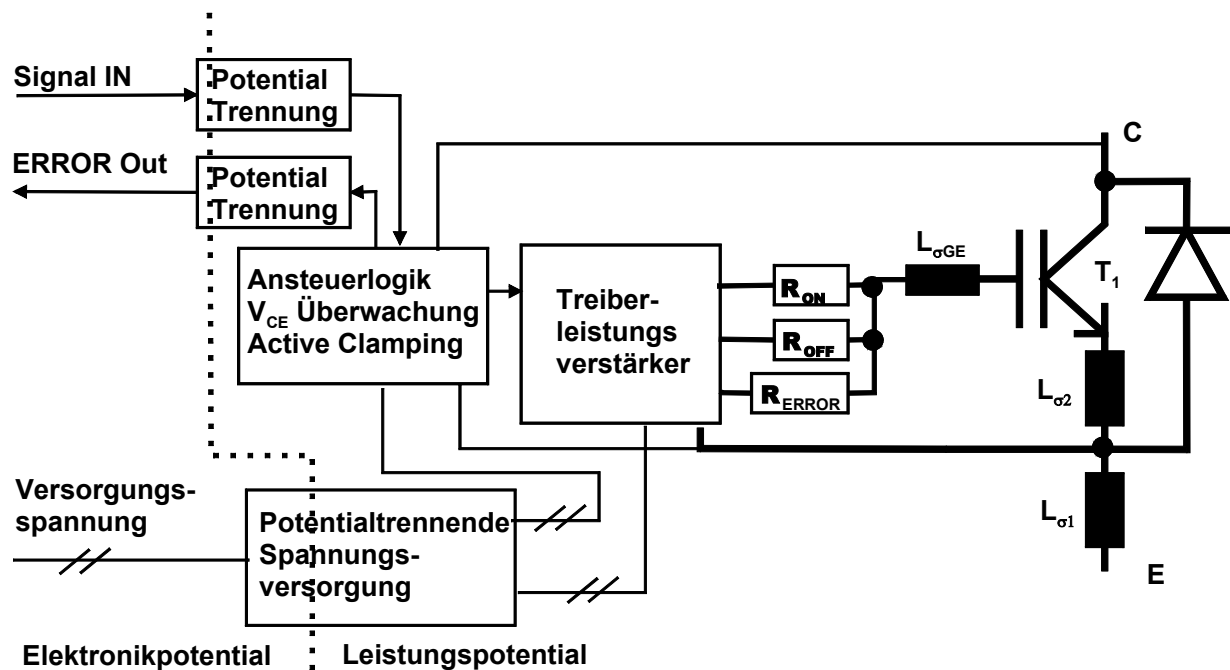


Bild 3.9 Signalflussplan Leistungstreiber

erreicht wird, eine Ansteuerlogik, die die Fehlererkennung und -behandlung beinhaltet. Üblicherweise wird hierbei die Spannung  $V_{CE}$  überwacht. Im eingeschalteten Zustand lässt sich anhand der  $V_{CE}$  Spannung feststellen, mit welchem Laststrom  $I_C$  der Schalter belastet wird. Die Funktion  $V_{CE}(I_C)$  ist aufgrund einer starken Temperaturabhängigkeit keinesfalls geeignet, ein exaktes Abbild des Stromes  $I_C$  zu liefern. Vielmehr wird die Spannung  $V_{CE}$  mit einem Referenzwert verglichen und bei Überschreitung ein Fehler erkannt. Diese Überwachung darf erst ca.  $1\mu s$  nach dem Einschalten des IGBTs aktiviert werden, da es anfangs zu deutlich höheren  $V_{CE}$  Spannungen infolge des dynamischen Einschaltverhaltens kommen kann. Der Referenzwert wird üblicherweise so eingestellt, dass bei Kollektorströmen, die dem 2-3-fachen IGBT-Nenn-Strom entsprechen, eine Abschaltung erfolgt. Mit Hilfe dieser Überwachung lassen sich zuverlässig Kurzschlüsse detektieren. Dieses Verfahren ist ungeeignet, kleinere Überströme zu erkennen, die aber auf Dauer den Leistungsschalter zerstören können. Wird ein Kurzschluss erkannt, wird der IGBT abgeschaltet, das Fehlersignal zur Controlplatine übertragen und der Treiber verriegelt. Heutige IGBTs sind für etwa  $10\mu s$  kurzschlussfest und begrenzen den Strom auf den ca. 5-fachen Wert des Nennstroms. In diesen  $10\mu s$  muss abgeschaltet worden sein, um den IGBT thermisch nicht zu gefährden [15]. Aufgrund

der kurzen Zeitspanne von der Erkennung bis zum Ausschalten muss die  $V_{CE}$  Überwachung auf dem Treiber integriert sein. Eine Übertragung des Fehlers zur Controlplatine und Abschaltung von dieser aus würde eine zu große Zeit in Anspruch nehmen.

Wird die Spannung  $V_{CE}$  im ausgeschalteten Zustand größer als ein Referenzwert (üblicherweise das 1,3 – 1,6-fache der Zwischenkreisspannung), kann der IGBT kurzzeitig eingeschaltet werden, um die Überspannung abzubauen. Die Reaktionszeit muss bei diesem Verfahren extrem niedrig sein (einige 10 ns). Dieses Verfahren nennt sich Active Clamping und ist im Gegensatz zur  $V_{CE}$ -Überwachung zur Kurzschlusserkennung weniger verbreitet.

Besonders wichtig für die Betriebssicherheit ist das Verhalten des Treibers beim Ein- und Abschalten der Versorgungsspannung, wenn diese noch nicht ihren vollen Endwert erreicht hat, oder bei dem Absinken unter einen bestimmten Wert (brown out). Hierbei muss der Treiber bei Spannungszwischenkreisen immer auf das Low Level geschaltet sein, da bei Unterspannung eine Funktion der Logik nicht sicher ist.

Der Treiberleistungsverstärker (häufig MOSFETs) setzt die Logiksignale um in  $\pm 15$  V Pegel. Bei anspruchlosen Anwendungen kann aus Kostengründen der  $-15$  V durch einen  $0$  V Pegel ersetzt werden, was aber aufgrund von meist hohen Störpegeln und der Betriebssicherheit nicht zu empfehlen ist. Diese Spannungen gelangen über Gatewiderstände an das Gate des IGBTs. Die Gatewiderstände beeinflussen in besonderem Maße das Schaltverhalten eines IGBTs. Wird der Widerstand zu groß gewählt, können der Ein- und Ausschaltvorgang lange dauern und aufgrund der kleinen Steigungen des Stroms und der Spannung sind die Schaltverluste erhöht. Eine elektrische oder magnetische Störabstrahlung kann dabei allerdings deutlich reduziert werden. Werden die Widerstände zu klein gewählt, kann es im Zusammenhang mit der komplementären Diode und der Streuinduktivitäten des Zwischenkreises zu unzulässigen Spannungspeaks kommen. Beim Einschalten kann ein großer Rückstrom der Diode durch den IGBT fließen, der ein Mehrfaches des Laststroms ausmachen kann. Häufig wird es nötig, für den Ein- und Ausschaltvorgang unterschiedliche Widerstandswerte einzusetzen. Dieses geschieht teilweise direkt in dem Ausgang des Leistungsverstärkers oder falls nur ein Ausgang vorhanden ist mittels schneller Dioden (hier empfehlen sich Schottkydioden). Falls die Kurzschluss  $V_{CE}$ -Überwachung aktiv ist, gibt es teilweise die Möglichkeit, den IGBT durch einen Widerstand  $R_{ERROR}$  mit einem höherem

Widerstandswert abzuschalten. Dieses reduziert den Abschaltspannungspeak erheblich, der sich infolge eines höheren  $di/dt$  durch den höheren abzuschaltenden Strom einstellt [75]. Die parasitäre Induktivität  $L_{\sigma GE}$  spiegelt die Anbindung des Treibers an den IGBT wieder. Diese Induktivität ist äußerst unerwünscht. Sie bildet zusammen mit der Gatekapazität einen Schwingkreis, dessen Auswirkungen auch Einfluss auf den Kollektorstrom haben. Die Folge sind erhöhte Schaltverluste und eine höhere elektromagnetische Abstrahlung.

Monolithisch oder diskret aufgebaute Leistungstreiberschaltungen sind kommerziell verfügbar, die teilweise nur durch das Anschließen der Gatewiderstände und des IGBTs in Betrieb genommen werden können. Die für den Anwender einfachste und am schnellsten umzusetzende Form ist sicherlich die monolithische Ein-Chip-Lösung. Diese ICs beinhalten teilweise den High- und den Lowsidetreiber und stellen durch Verriegelung sicher, dass jeweils nur ein IGBT der Halbbrücke aktiv ist. Die potentialgetrennte Spannungsversorgung wird teilweise durch Bootstrapverfahren erreicht. Die möglichen Ausgangsströme sind hierbei allerdings gering (um die 1,5 A) und diese Treiber sind somit für größere IGBTs nicht einsetzbar. Auch sind die möglichen Spannungsbereiche durch die örtliche Nähe der Pins auf etwas über 1000 V begrenzt. Diese Treiber stellen sicherlich eine recht billige Lösung dar, sind aber für einfache Anwendungen oft ausreichend. Monolithische Treiber werden unter anderem von den Firmen IR, IXYS und Infineon angeboten [3].

Es werden auch sogenannte Lowsidetreiber angeboten, die bis zu 30 A Ausgangsstrom liefern können, aber keine Potentialtrennung besitzen. Mögliche Eigenentwicklungen von Leistungstreibern werden aber durch deren Verwendung deutlich einfacher möglich.

Diskret aufgebaute Treiber können einen wesentlich erhöhten Spannungs- und Strombereich abdecken (bis 6 kV kommerziell verfügbar). Diese Treiber werden für größere Leistungs-IGBTs angeboten und lassen sich teilweise direkt auf diesen passgenau integrieren. Sie stellen eine sehr komfortable Lösung dar, sind aber recht kostenintensiv. Sie verfügen über potentialgetrennte DC-DC-Wandler und Lichtwellenleiterein- und -ausgänge. Gatewiderstände und andere Referenzwiderstände lassen sich durch einfaches Auflöten oder Stecken anpassen. Diese Art der Treiber werden auch als bis zu 6-fach Brückentreibern auf einer Platine angeboten. [2] und [3] geben einen Überblick über die heutigen Treiber.

Mit Hilfe der Gatewiderstände lassen sich Strom- und Spannungssteilheiten nicht voneinander unabhängig einstellen. Mit Hilfe von zusätzlichen Gatekapazitäten, die zwischen dem Gate und dem Emitteranschluss eingefügt werden, lassen sich die Steilheiten in Maßen getrennt voneinander einstellen [20]. In [3] werden Untersuchungen zur unabhängigen  $dv/dt$  und  $di/dt$  Regelung angestellt, die über die Verwendung von Gatekapazitäten hinausgeht.

In diesem Projekt wurden Treiber IGD515EI der Firma CT Concept verwendet. Dabei

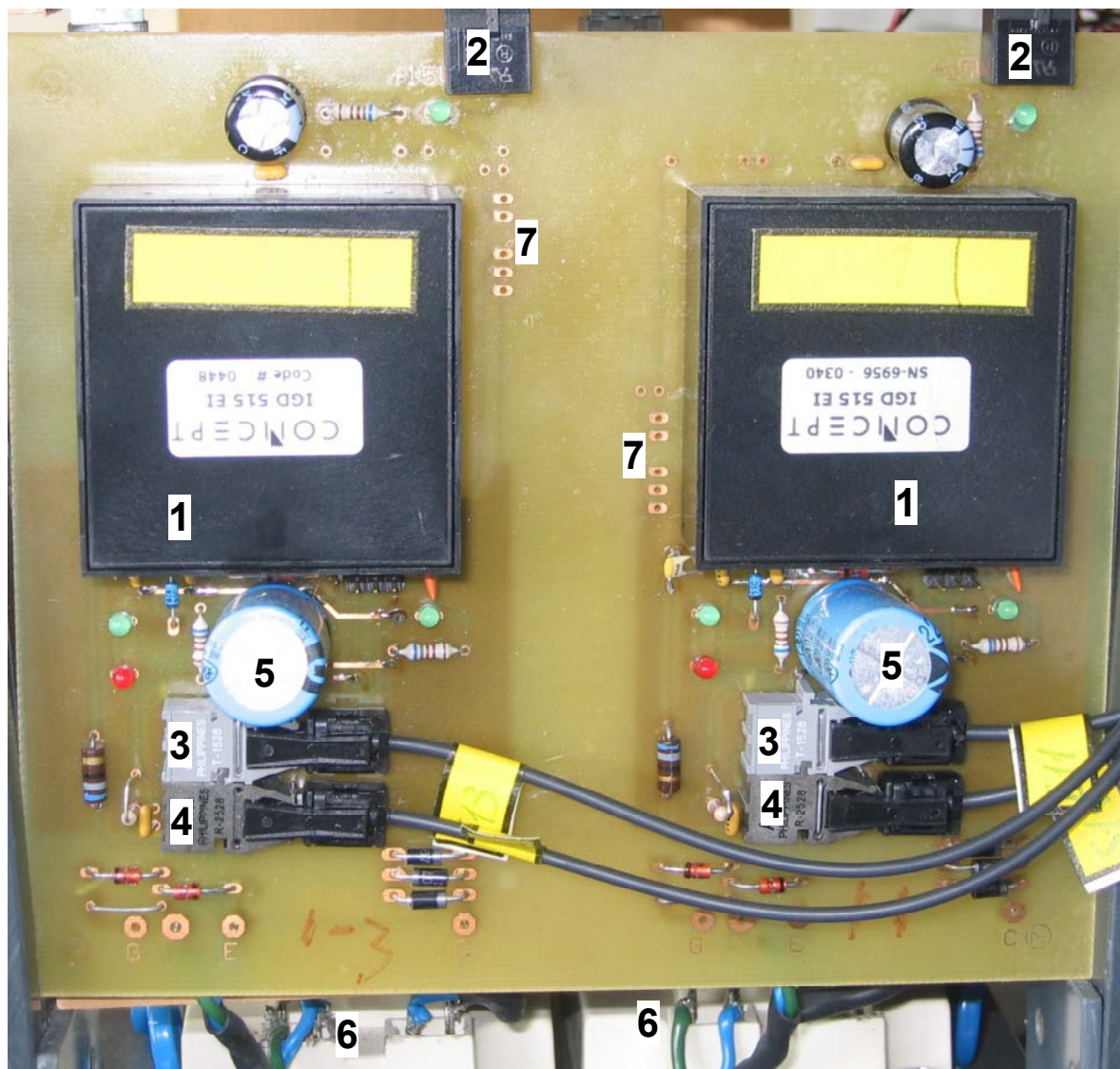


Bild 3.10 Abbildung der Treiberplatine

- |                             |                                |
|-----------------------------|--------------------------------|
| 1: Treiberbaustein IGD515EI | 2: Spannungsversorgung 15 V DC |
| 3: FOL Fehlerausgang        | 4: FOL Gatesignal              |
| 5: Stützkondensator         | 6: IGBTs                       |
| 7: Optionaler DCDC Wandler  |                                |

handelt es sich um einen vergossenen Treiberbaustein, der einen maximalen Ausgangsstrom in Höhe von 15 A liefert. Dieser Treiberbaustein wird auf einer selbstentwickelten Platine aufgelötet, die die noch nötigen externen Bauelemente,



wie zum Beispiel Pufferkondensatoren, Lichtwellenleiter- und -ausgänge, Bauteile zur Parametrierung der  $V_{CE}$  Überwachung sowie die Gatewiderstände, enthält. Bild 3.10 zeigt diese Platine. Auf dieser Platine wurden zwei Treiber nebeneinander platziert, um eine möglichst kurze Verbindung zum IGBT-Halbbrückenmodul zu erreichen. In der Versuchsanlage wurde die  $V_{CE}$  Überwachung aus Gründen der kurzen Einschaltzeit bei diesem 400 kHz Schwingkreiswechselrichter nicht verwendet. Die Einschaltzeit eines jeden IGBTs liegt bei etwa einer  $\mu s$ . Diese auch für schnelle Schaltvorgänge recht kurze Zeit reicht nicht aus, die stationäre Durchlassspannung zu erreichen. Messungen haben ergeben, dass die Durchlassspannung kurz vor dem Abschalten bei Nennstrom bei etwa 10 V liegen kann.

Die Gatewiderstände wurden durch Kurzschlussbrücken ersetzt, da die Gate-Emitterkapazitäten so schnell wie möglich umgeladen werden müssen, um die für den verlustarmen Betrieb nötigen Schaltzeiten und Spannungsteilheiten zu erreichen. Mit einer externen vom IGBT-Hersteller Eupec für das harte Schalten bei Nennbedingungen empfohlenen Widerstandsbeschaltung in Höhe von  $4,3 \Omega$  können die gewünschten Spannungsteilheiten von über  $6 \text{ kV}/\mu s$  nicht erreicht werden. Das verwendete IGBT Halbbrückenmodul besitzt einen internen Gatewiderstand in Höhe von ca.  $2,5 \Omega$ , so dass der Gatestrom auch ohne externes  $R_G$  wirksam begrenzt wird. Die maximale Leistung des integrierten DC-DC-Wandlers beträgt 6 W, wovon die interne Logik und LWL-Sender und -Empfänger ca. 0,5 W an Grundbedarf benötigen. Es besteht die Möglichkeit, auf der Treiberplatine einen zusätzlichen 2 W DC-DC-Wandler einzufügen. Die Potentialtrennung ist mit 5000 V AC bei 50 Hz für eine Minute reichlich bemessen.

### 3.6 Der hart schaltende IGBT

Der hart schaltende Betrieb ist der häufigste Einsatz eines IGBTs. Datenblattangaben über Verluste oder Schaltzeiten beziehen sich häufig ausschließlich auf diesen Betriebsfall. Hart schaltend bedeutet hierbei, dass vor und nach dem Schaltvorgang der volle Laststrom und die volle Zwischenkreisspannung am Bauelement anliegen. Das heißt, das Bauelement muss zum Beispiel beim Einschalten Strom aufnehmen, obwohl noch ein Großteil der Sperrspannung anliegt.

Die Strom-Spannungsfunktion in Abhängigkeit von der Zeit kann idealisiert als Rampenfunktion betrachtet werden. Dabei ist die Steilheit der Spannungsrampe eine Funktion des Gatestromes und damit auch des Gatewiderstandes, der somit einen großen Einfluss auf die Schaltverluste hat. In Bild 3.11 ist ein IGBT in einer typischen Anwendung für hartes Schalten abgebildet. Es handelt sich bei der Schaltung um einen Tiefsetzsteller. Des Weiteren sind in der Schaltung die das Schaltverhalten entscheidend beeinflussenden internen Kapazitäten und Induktivitäten abgebildet.

Die Halbleiterverluste gliedern sich in vier Teilbereiche, die Einschalt-, die Leit-, die Ausschalt- und die Sperrverluste, wobei die letzteren aufgrund ihres Verhältnisses zu den anderen Verlustarten oftmals vernachlässigt werden können. Die Schaltverluste sind in besonderem Maße abhängig von der niederinduktiven Anbindung des Zwischenkreiskondensators, dem Gatewiderstand, der Halbleitertemperatur und der Höhe der Treiberspannung  $V_{\text{Driver}}$ . Den größten Einfluss hat allerdings der zu schaltende Laststrom  $I_L$  und die Spannung  $V_d$ .

Das Schaltverhalten wird nachfolgend anhand eines gemessenen Schaltvorganges analysiert. Dazu wurde eine auf  $110^\circ\text{C}$  beheizte planare NPT-IGBT Halbbrücke

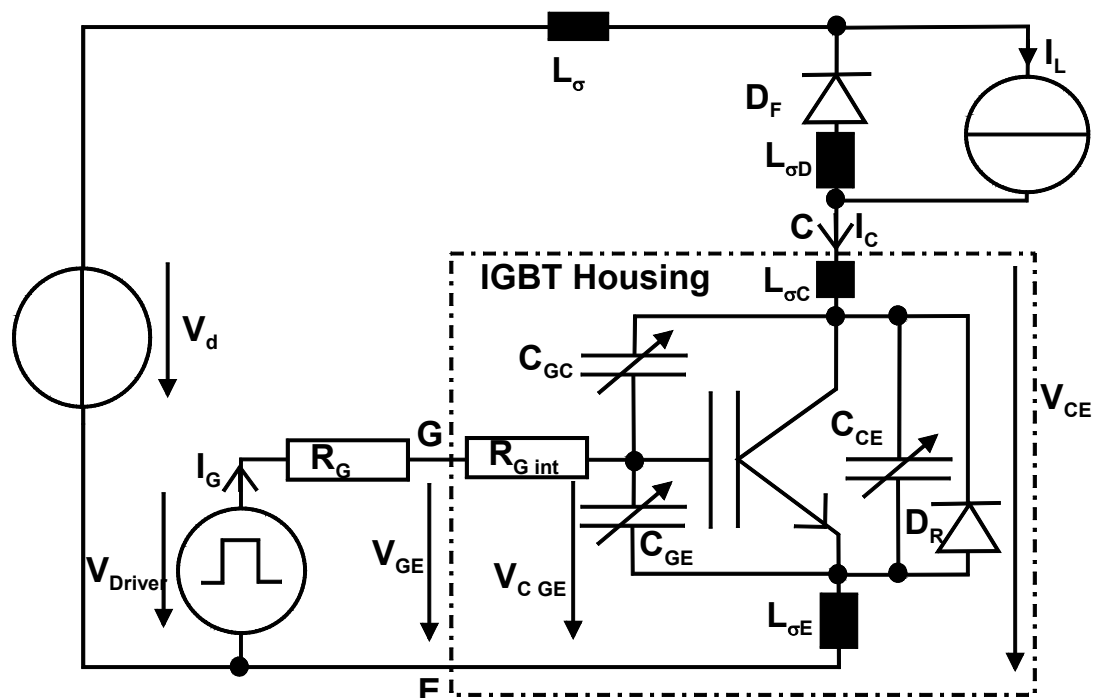


Bild 3.11 IGBT mit internen Kapazitäten und Induktivitäten

FF200R12KS4 [8] der Firma Eupec in einer Tiefsetzstelleranordnung betrieben. Der highside IGBT wurde durch einen Kurzschluss der Gate-Emitter Anschlüsse abgeschaltet, so dass Bild 3.11 gültig ist. Der Wert des Gatewiderstands  $R_G$  beträgt

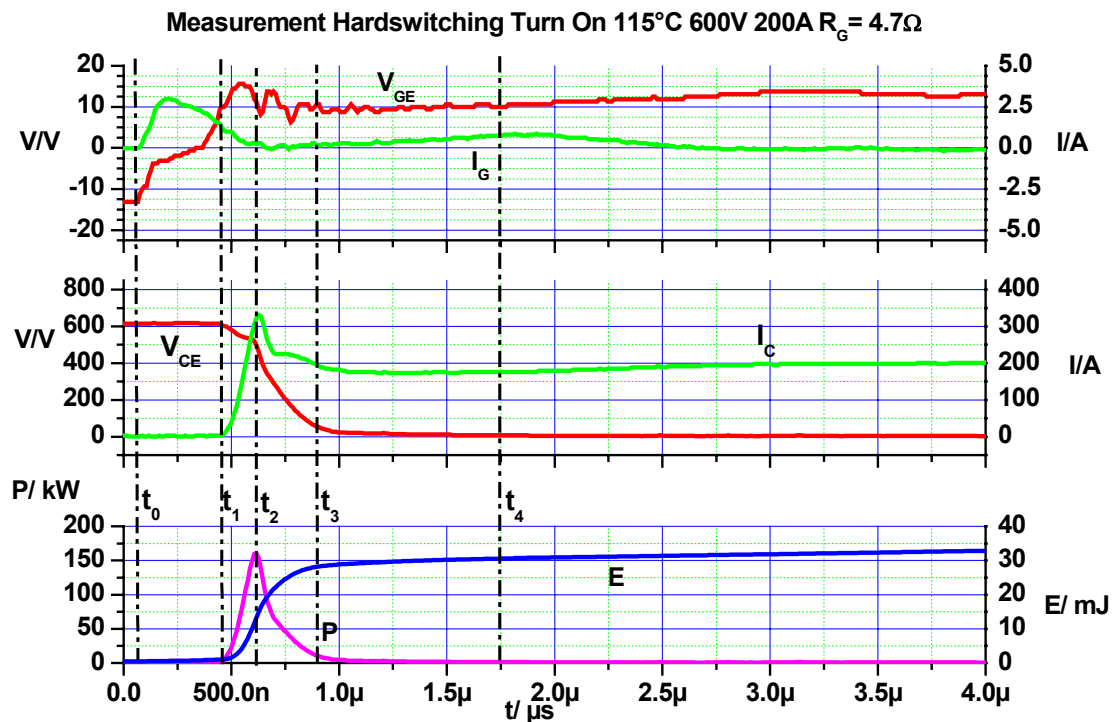


Bild 3.12 Einschaltvorgang eines IGBTs

wie im Datenblatt empfohlen  $4,7 \, \Omega$  und der interne Gatewiderstand  $R_{G \text{ int}}$  beträgt  $2,5 \, \Omega$ . Die Zwischenkreisspannung  $V_d$  beträgt etwas über  $600 \, \text{V}$ . Der gesamte Einschaltvorgang ist in Bild 3.12 dargestellt. Die antiparallele Diode  $D_R$  sei in diesem Abschnitt vernachlässigt.

Zum Zeitpunkt  $t_0$  (abzulesen zwischen dem mittleren und unteren Diagramm) wird die Treiberspannung  $V_{\text{Drive}}$  innerhalb von wenigen  $10 \, \text{ns}$  von  $-14 \, \text{V}$  auf  $14 \, \text{V}$  ( $\Delta V_{\text{Driver}}$ ) angehoben. Die MOS-Kapazitäten  $C_{GE}$  und  $C_{GC}$  werden geladen. Die Zeitkonstante dieses Ladevorgangs beträgt:

$$\tau_1 = (R_{G \text{ int}} + R_G) \cdot (C_{GC} + C_{GE}) \quad (3.6)$$

Die Spannung über der für die Schaltvorgänge maßgeblichen Gate-Emitterkapazität  $V_{C_{GE}}$  beträgt [23]:

$$V_{C_{GE}}(t) = \Delta V_{\text{Driver}} \cdot (1 - e^{-\frac{(t-t_0)}{\tau_1}}) \quad (3.7)$$

Die an den Modulanschlüssen messbare Spannung  $V_{GE}$  beträgt unter Vernachlässigung von  $L_{\sigma E}$ :

$$V_{GE}(t) = \Delta V_{\text{Driver}} \cdot (1 - e^{-\frac{(t-t_0)}{\tau_1}}) + R_{G \text{ int}} \cdot I_G \quad (3.8)$$

Die Spannung  $V_{GE}$  wird in diesem Zeitraum  $t_0 - t_1$  immer um den Spannungsabfall über  $R_{G\text{ int}}$  größer sein als die Spannung über der internen MOS-Struktur des IGBTs. Es werden noch keine nennenswerten Halbleiterverluste erzeugt.

Zum Zeitpunkt  $t_1$  wird die Schwellspannung  $V_{th}$  des MOSFETs (Bild 3.3) erreicht und es bildet sich ein leitfähiger Kanal. Der Zusammenhang zwischen der anliegenden Gatespannung und dem sich nun ausbildenden Kollektorstrom  $I_C$  liefert Gleichung 3.9 [23].

$$I_C(t) = g_{m,sat} \cdot (V_{GE}(t) - V_{th}) \quad (3.9)$$

mit

$$g_{m,sat} = \frac{dI_{C,sat}}{dV_{GE}} = \frac{1}{1 - A_{pnp}} \cdot \mu_n \cdot C'_I \cdot \frac{w_Z}{L} \cdot (V_{GE} - V_{th}) \quad (3.10)$$

Durch den sich nun ausbildenden Stromfluss steigt die Verlustleistung im Halbleiter stark an. Am Ende dieses Zeitraumes wird der Halbleiter durch den Laststrom als auch durch die Rückstromspitze aus der Diode und die gleichzeitig anliegende Kollektor-Emitterspannung  $V_{CE}$  belastet. Die Verlustleistung erreicht am Ende dieses Abschnitts ihren Maximalwert. Durch den Einsatz heute erhältlicher SiC Schottkydioden ließe sich die Rückstromspitze stark reduzieren oder praktisch sogar ganz vermeiden. Durch den zunehmenden Strom  $I_C$  fällt an den Induktivitäten  $L_\sigma$ ,  $L_{\sigma E}$  und  $L_{\sigma C}$  gemäß Gleichung 3.11 die Spannung  $V_L$  ab, die die Kollektor-Emitterspannung  $V_{CE}$  direkt über dem IGBT-Chip verringert.

$$V_L = L \frac{dI}{dt} \quad (3.11)$$

Von außen messbar ist allerdings nur der durch die Streuinduktivität  $L_\sigma$  verursachte Spannungsabfall. Die Streuinduktivität verringert die Einschaltverluste und ist somit beim Einschalten günstig. Beim Ausschalten verursachen diese Induktivitäten aber zum Teil kritische Spannungsspitzen und erhöhen die Ausschaltverluste. Streuinduktivitäten zwischen Zwischenkreiskondensator und Halbleiter sind ungünstig und sollten vermieden werden.

Zum Zeitpunkt  $t_2$  erreicht der Kollektorstrom  $I_C$  sein Maximum. Die Freilaufdiode  $D_F$  kann nun Sperrspannung aufnehmen, nachdem die im Mittelgebiet der PIN Freilaufdiode gespeicherten Ladungen abgebaut sind. Der Kollektorstrom sinkt nun auf den stationären Laststrom  $I_L$  ab. Die Kollektor-Emitterspannung  $V_{CE}$  fällt jetzt schnell ab.

Die Gatespannung befindet sich auf dem Millerplateau. Sie ist nahezu konstant. Sie folgt der Gleichung 3.12.

$$V_{GE}(t) = V_{th} + \frac{I_L}{g_{m,sat}} = const \quad (3.12)$$

Die Spannungsdifferenz zwischen  $V_{Driver}$  und  $V_{C_{GC}}$  ist jetzt auf wenige Volt zusammengesunken, so dass der Gatestrom, der durch die Widerstände  $R_G$  und  $R_{G_{int}}$  begrenzt wird, stark reduziert ist. Durch den Gatestrom  $I_G$  wird hauptsächlich die Kapazität  $C_{GC}$  umgeladen. Die Kapazität  $C_{GC}$  entspricht im gesperrten Zustand annähernd der Kapazität  $C_{GD}$  des MOSFETs und lässt sich für  $V_{GC} < 0V$  durch Gleichung 3.13 beschreiben [4].

$$C_{GD} = \frac{A_{GD} \sqrt{\epsilon_{Si} e N_D}}{\sqrt{2(V_D - V_{GC})}} = \frac{C_0}{\sqrt{1 - \frac{V_{GC}}{V_D}}} \quad \text{mit } C_0 = \frac{A_{GD} \sqrt{\epsilon_{Si} e N_D}}{\sqrt{2V_D}} = konst \text{ für } V_{GC} \leq 0 \quad (3.13)$$

$C_{GC}$  wird mit steigendem  $V_{GC}$  größer. Bei fallender Spannung  $V_{CE}$  wird die Gate-Kollektorkapazität größer und damit sinkt auch das Spannungsgefälle  $dV_{CE}/dt$  ab. Die Spannung  $V_{CE}$  wird immer kleiner.  $V_{CE}$  folgt näherungsweise der Gleichung 3.14 [23].

$$V_{CE}(t) \approx V_d - \frac{1}{(R_G + R_{G_{int}}) \cdot (C_{GC} + C_{GE})} \cdot \left[ V_{Driver} - \left( V_{th} + \frac{I_L}{g_{m,sat}} \right) \right] \cdot (t - t_2) \quad (3.14)$$

Die Spannung  $V_{CE}$  nähert sich immer mehr dem stationären Endwert an. Dabei wird der Effekt auf die Spannung  $V_{CE}$  der zunehmenden Kapazität  $C_{GC}$  durch den Leitfähigkeitmodulationseffekt in der  $n^-$  Schicht verstärkt. Der langsame Spannungsabfall macht sich in einer ebenfalls langsam abfallenden Verlustleistungskurve negativ bemerkbar.

Ab dem Zeitpunkt  $t_3$  hat die Spannung  $V_{CE}$  ihren stationären Endwert erreicht. Die Kapazitäten  $C_{GE}$  und  $C_{GC}$  werden nun durch den Gatestrom  $I_G$  auf Ihren Endwert mit der Zeitkonstante  $\tau_2$  geladen.

$$\tau_2 = (R_{G_{int}} + R_G) \cdot (C_{GC} + C_{GE}) \quad (3.15)$$

Der Einschaltvorgang ist jetzt abgeschlossen. Wie an diesem Beispiel gezeigt wird, kann der gesamte Einschaltvorgang mit allen Ausgleichsvorgängen an den betroffenen Kapazitäten leicht 3  $\mu\text{s}$  dauern. Der eigentliche Schaltvorgang, die Zeit, in der sich die Kollektor-Emitterspannung  $V_{CE}$  und der Kollektorstrom  $I_C$  signifikant ändern, dauert jedoch nur etwa 500 ns. Die Zuordnung der einzelnen Verlustarten wird gerade beim Einschaltvorgang erschwert, da sich an den Zeitraum, in dem Einschaltverluste entstehen, direkt der Zeitraum der Durchlassverluste anschließt. Eine klare Trennung ist hier schwierig, da die Spannung  $V_{CE}$  nur allmählich auf ihren stationären Wert absinkt. In diesem Fall kann man davon ausgehen, dass ab 1,5  $\mu\text{s}$  der Zeitraum der Durchlassverluste beginnt, da ab diesem Zeitpunkt nur noch die Leitverluste im Diagramm erkennbar sind.

Der harte Ausschaltvorgang ist in Bild 3.13 dargestellt.

Zum Zeitpunkt  $t_0$  wird der Ausschaltvorgang durch die fallende Gatespannung eingeleitet. Der Gatestrom  $I_G$  fällt sofort stark ab. Er lädt die Kondensatoren  $C_{GE}$  und  $C_{GC}$  mit der Zeitkonstante  $\tau_3$  um. Die Kapazität  $C_{GC}$  ist aufgrund ihrer positiven Kondensatorspannung groß, so dass  $V_{GE}$  bei hohem  $-I_G$  sehr langsam abfällt.

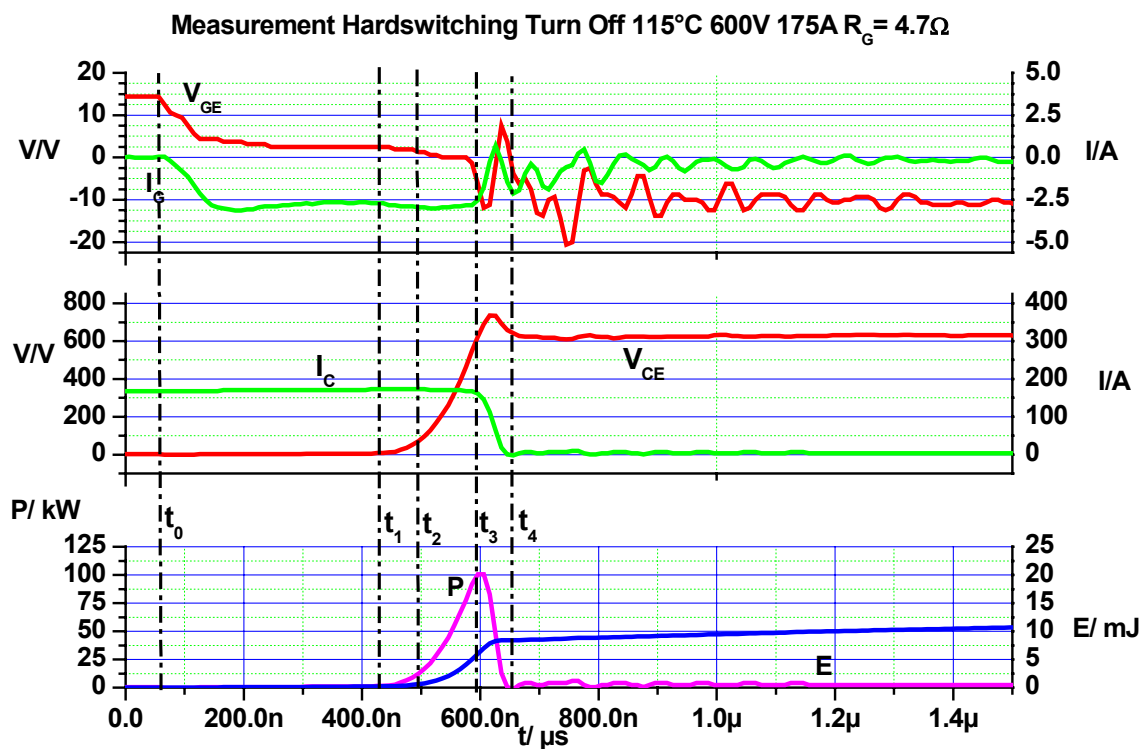


Bild 3.13 Ausschaltvorgang eines IGBTs

$$\tau_3 = (R_{G_{int}} + R_G) \cdot (C_{GC} + C_{GE}) \quad (3.16)$$

Zum Zeitpunkt  $t_1$  erreicht die Gate-Emitterspannung den Wert  $V_{GE} = V_{th} + I_L/g_{m,sat}$ . Der IGBT beginnt nun Sperrspannung aufzubauen und der Laststrom  $I_L$  wird weiterhin vom IGBT übernommen, da die Freilaufdiode  $D_F$  noch in Sperrrichtung gepolt ist. Dabei wird der Gatestrom  $I_G$  dazu genutzt, die noch große Kapazität  $C_{GC}$  umzuladen. Die Spannung  $V_{GE}$  bleibt nahezu konstant.

$$\frac{dV_{CE}}{dt} \approx -\frac{dV_{GC}}{dt} \approx -\frac{I_G}{C_{GC}} \quad (3.17)$$

Der Spannungsanstieg von  $V_{CE}$  geschieht mit [23]:

$$V_{CE}(t) = V_{CE,sat} + \frac{1}{(R_G + R_{G_{int}})C_{GC}} \cdot \left( \frac{I_G}{g_{m,sat}} + V_{th} \right) \cdot (t - t_1) \quad (3.18)$$

Ab dem Zeitpunkt  $t_2$  beginnt der Kapazitätswert  $C_{GC}$  schnell zu fallen, da die Spannung  $V_{CE}$  und damit auch  $-V_{GC}$  immer größer wird (Siehe Gleichung 3.13). Ebenfalls wird durch  $I_C$  die Kapazität  $C_{CE}$  geladen. Durch die immer geringer werdende Kapazität  $C_{GC}$  nimmt die Steilheit von  $V_{CE}$  immer weiter zu.

Beim Zeitpunkt  $t_3$  hat die Kollektor-Emitterspannung die Zwischenkreisspannung  $V_d$  erreicht. Die Diode  $D_F$  beginnt zu leiten. Dieser Vorgang geschieht nicht schlagartig, da die parasitären Streuinduktivitäten  $L_\sigma$ ,  $L_{\sigma E}$ ,  $L_{\sigma C}$  und  $L_{\sigma D}$  einer plötzlichen Kommutierung entgegenstehen. Die für den Stromtransport notwendigen Ladungsträger im  $n^-$  Gebiet der Diode müssen erst durch Generationsprozesse erzeugt werden. Bis dahin wird die Flussspannung über der Diode durch den so genannten Leittfähigkeitsmodulationseffekt erhöht sein. Die Spannungsspitze der von außen messbaren Spannung  $V_{CE}$  berechnet sich wie folgt:

$$V_{CE}(t) = V_d + V_{AK} + L_\sigma \frac{dI_C}{dt} + L_{\sigma D} \frac{d(I_L - I_C(t))}{dt} \quad (3.19)$$

Die Induktivität  $L_{\sigma D}$  ist durch den niederinduktiven Aufbau heutiger IGBT Module meist vernachlässigbar. Die Spannung  $V_{CE}$  direkt über dem Halbleiterchip wird durch die ebenfalls wirksamen Modulinduktivitäten  $L_{\sigma C}$  und  $L_{\sigma E}$  etwas größer ausfallen als messbar ist. Der Kollektorstrom folgt dabei Gleichung 3.20 [23].

$$I_c(t) \approx (I_L + g_{m,sat} \cdot V_{th}) \cdot e^{-\frac{(t-t_3)}{((R_G + R_{G_{int}}) \cdot (C_{GC} + C_{GE}))}} - g_{m,sat} \cdot V_{th} \quad (3.20)$$

Ab dem Zeitpunkt  $t_4$  beginnt die so genannte Schweißstromphase. Der Schweißstrom entsteht durch die noch in der pnp Transistorbasis (n- Schicht) existierenden Löcher (Überschussminoritätsladungsträger), die jetzt ausgeräumt werden. Beim PT-IGBT

ist dieser Schweif durch die große Anzahl an Ladungsträgern groß und durch die gebotenen Rekombinationszentren kurz. Der NPT-IGBT (wie hier) mit seiner viel dickeren n- Schicht weist einen kleineren aber dafür längeren Schweifstrom auf. Mathematisch beschreiben lässt sich dieser Vorgang durch abklingende e-Funktionen. Der Schweifstrom des hier untersuchten IGBTs ist kaum sichtbar. Seine Wirkung, die sich in einer steigenden Verlustenergie auch nach dem eigentlichen Schaltvorgang hinaus äußert, ist jedoch deutlich sichtbar. In diesem Fall betragen die durch den Schweifstrom versuchten Verluste etwa 15% der gesamten Ausschaltverluste. Temperaturabhängigkeiten des Schaltverhaltens werden in [63] untersucht.

### 3.7 Der weich schaltende IGBT im Schwingkreiswechselrichter

Beim weichen Schalten nimmt der IGBT nicht gleichzeitig Strom und Spannung auf, sondern entweder Strom oder Spannung. Die Schaltverluste sind dadurch deutlich gegenüber dem harten Schalten verringert. So bildet sich kein Strom-Spannungs-dreieck wie in Bild 3.13 mit den daraus resultierenden Schaltverlusten. Der Nachteil ist, dass der Schaltzeitpunkt nicht mehr von der Regelung nach dem günstigsten Schaltzeitpunkt, der zum Erreichen z.B. eines bestimmten Stromes notwendig ist, bestimmt werden kann, sondern von der Last und ihren Energiezuständen bestimmt wird. Der Kommutierungsvorgang geschieht nicht durch

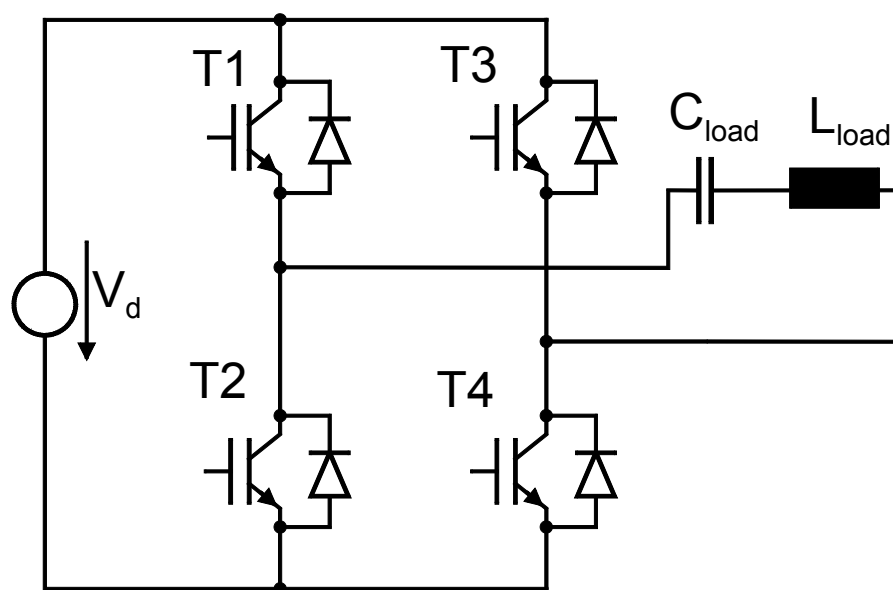


Bild 3.14 Schwingkreiswechselrichter

den Leistungshalbleiter erzwungen, sondern durch die Last. Sie lässt durch Vorzeichenwechsel des Stroms den Strom auf ein anderes Stromrichterventil kommutieren (z.B. von einer Diode auf einen IGBT). Man

unterscheidet das spannungslose Einschalten und das stromlose Ausschalten. Bild



3.14 zeigt eine H-Brücke mit Resonanzkreis, an dem beide Fälle einstellbar sind. Stellt man die Wechselrichterfrequenz so ein, dass sie leicht größer als die Resonanzfrequenz des LC-Schwingkreises ist, so wird die Lastspannung  $V_L$  dem Laststrom  $I_L$  etwas voreilen. Das Ausschalten des Laststroms erfolgt bei stark reduziertem Laststrom und ist somit stark verlustleistungsreduziert. Das Einschalten geschieht praktisch verlustlos, da der inzwischen eingeschaltete Leistungshalbleiter den nun kommutierenden Laststrom  $I_L$  von dessen antiparalleler Diode übernimmt. Diesen Sachverhalt nennt man spannungsloses Einschalten (Zero Voltage Switching ZVS).

Würde man die Wechselrichterfrequenz leicht unter die Resonanzfrequenz des Wechselrichters fallen lassen, so würde das Ausschalten stromlos geschehen und das Einschalten stark verlustleistungsreduziert. Diese Betriebsart nennt sich stromloses Ausschalten (Zero Current Switching ZCS). Bei feldgesteuerten Bauelementen, so auch beim IGBT, führt in der Regel das Einschalten zu höheren

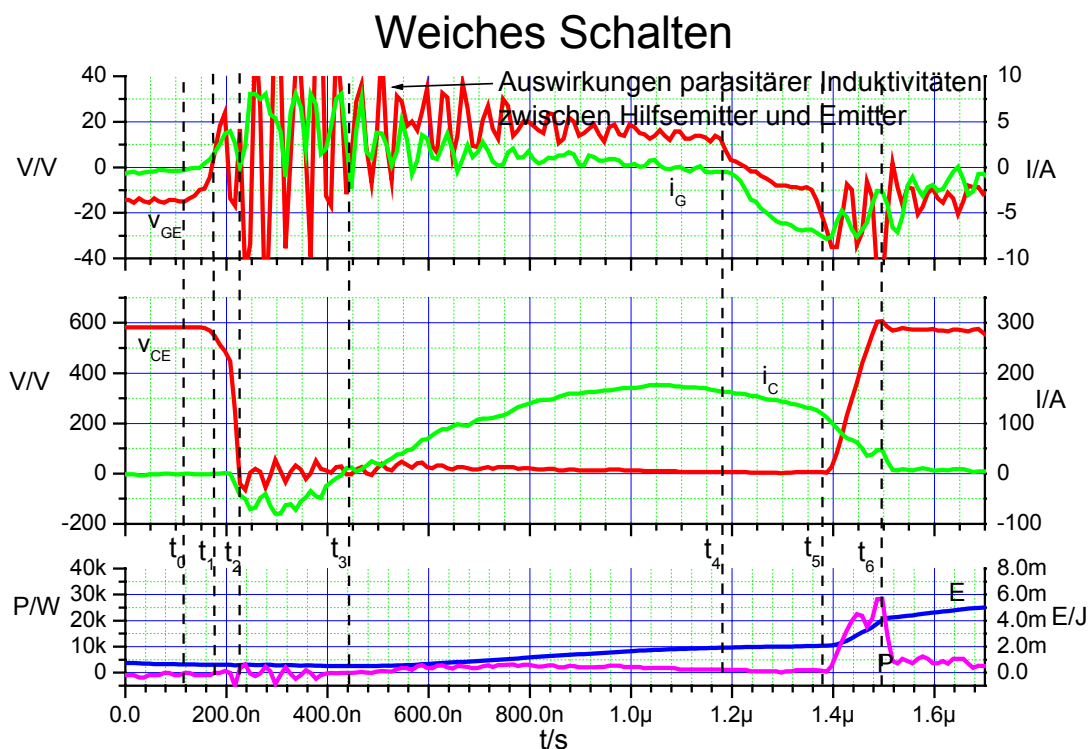


Bild 3.15 Weiches Schalten eines IGBTs

Verlusten als das Ausschalten bei gleichen Strömen. Das ZVS ist in diesem Fall günstiger und wird auch hier angewendet. Bild 3.15 zeigt diesen Fall (ZVS) und die Strom- Spannungsbelastung über einem Halbleiterschalter. Der externe

Gatewiderstand beträgt  $0\ \Omega$ , so dass die Umladung des Gates maximal schnell geschehen kann. Die Halbleitertemperatur beträgt ca.  $25\ ^\circ\text{C}$ . Zum Zeitpunkt  $t_0$  wird der IGBT durch Anlegen einer positiven Gatespannung eingeschaltet. Durch den kleinen Gatewiderstand kommt es zu einer kaum gedämpften Schwingung im Gatekreis. Die Spannungshöhe von über  $40\ \text{V}$  scheint unrealistisch am Gate, da die parasitäre Emitterinduktivität  $L_{\sigma 21}$  in Bild 3.15 wirkt und somit die gemeinsame Masse (Hauptemitter) gegenüber dem Hilfsemitter bei sich änderndem Kollektorstrom  $i_C$  Potentiale aufweist. Der komplementäre IGBT hat schon eine negative Gatespannung anliegen, aber er sperrt noch nicht vollständig. Der Laststrom fließt noch über diesen IGBT, der ab dem Zeitpunkt  $t_1$  anfängt zu sperren. Die Spannung  $V_{CE}$  beginnt anfangs langsam und dann immer schneller zu fallen, da die Kollektor-Gatekapazität der komplementären IGBTs bei steigender Spannung kleiner wird (Gleichung 3.13). Des Weiteren erzeugt der nun sinkende Strom in der Streuinduktivität des komplementären IGBTs eine Spannung, die dem schnellen Absinken entgegenwirkt. Wird der volle Laststrom von der Diode übernommen, fällt  $V_{CE}$  des hier betrachteten IGBTs schnell ab. Ab  $t_2$  wird der gesamte Laststrom von der Diode übernommen. Der Strom ist negativ. Der IGBT ist nun voll eingeschaltet, kann den Laststrom durch die entgegengesetzte Stromrichtung aber nicht übernehmen. Beim Zeitpunkt  $t_3$  kommutiert der Laststrom natürlich und der IGBT übernimmt den Strom. Dieses geschieht fast vollständig schaltverlustfrei. Durch den Leittfähigkeitsmodulationseffekt kommt es zu einer geringen Durchlassspannungsüberhöhung, die aber aufgrund der niedrigen Halbleitertemperatur nicht besonders ausgeprägt ist.

Der Ausschaltvorgang wird ab dem Zeitpunkt  $t_4$  eingeleitet, wo die Gatespannung wieder zu sinken beginnt. Dieser Zeitpunkt ist etwa  $200\text{ns}$  bevor die Auswirkungen im Lastkreis bemerkt werden können. Ab dem Zeitpunkt  $t_5$  beginnt die Spannung  $V_{CE}$  zu steigen und der IGBT zu sperren. Ab dem Zeitpunkt  $t_6$  hat die Spannung  $V_{CE}$  die Zwischenkreisspannung erreicht und der Ausschaltvorgang ist bis auf einen geringen Tailstromanteil, der Verluste erzeugt, abgeschlossen.

Weitere Informationen zum weichen Schalten finden sich in [10], [39], [41], [43], [44], [55], [61], [62], [63].

### 3.8 Die antiparallele Diode

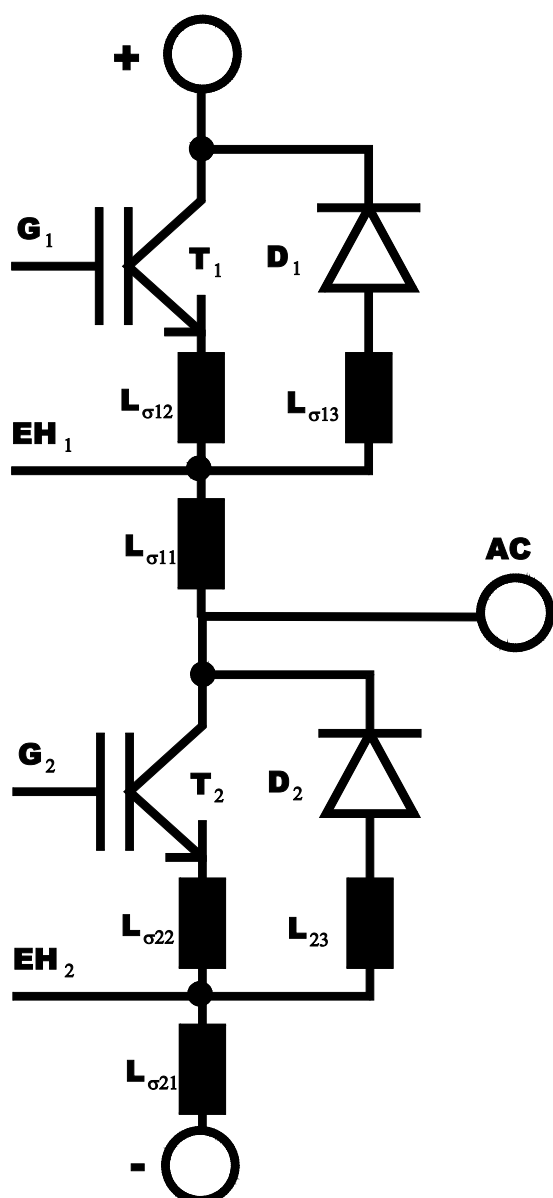


Bild 3.16 Halbbrückenweig mit parasitären Bauelementen

Der Einfluss der antiparallelen Diode auf das Schaltverhalten und damit auf die Verlustleistungen bei hartem Schalten ist enorm. Der Einschaltvorgang des IGBTs  $T_1$  (Bild 3.16) wird geprägt durch den Rückstrom rekombinierender Ladungsträger aus der Diode  $D_2$ , der zusätzlich durch den sich einschaltenden IGBT fließen muss. Zu diesem Zeitpunkt ist die Kollektor-Emitterspannung des IGBT noch nicht auf die stationäre Durchlassspannung zusammengebrochen, sondern es liegt noch die volle Sperrspannung an. Die Verlustleistung im IGBT ist zu diesem Zeitpunkt enorm.

Beim Ausschalten des IGBTs  $T_1$  kommutiert der Laststrom auf die Diode  $D_2$  des Halbbrückenweiges. Hierbei kommt es besonders beim harten Schalten in Folge der sich zwangsläufig durch den Schaltungsaufbau einstellenden parasitären Induktivitäten  $L_{\sigma 1}$ ,  $L_{\sigma 2}$  und  $L_{\sigma 3}$  zu einer Spannungsspitze. Die relativ großen Induktivitäten  $L_{\sigma x1}$ , die unter anderem die

Verbindung von den Kupferplatten zum Anschlussterminal beinhalten, können leicht Werte bis zu 20 nH annehmen, was bei steilen Stromanstiegen von bis zu 6000 A/μs leicht Spannungsspitzen von einigen hundert Volt erzeugt. Die Induktivitäten  $L_{\sigma x2}$  und  $L_{\sigma x3}$  sind üblicherweise deutlich kleiner. Dennoch hat besonders die Induktivität  $L_{\sigma x2}$  großen Einfluss auf das Schaltverhalten des IGBTs. Beim Einschalten wirkt die Spannung über dieser Induktivität der Treiberspannung entgegen, so dass nicht die volle Treiberspannung am Gate anliegt und somit der Einschaltvorgang verlangsamt wird. Beim Ausschalten ist die Spannungsrichtung genau entgegengesetzt und wirkt dem Ausschalten entgegen, was sich in einer verlängerten Schaltzeit niederschlägt.

Die Induktivität  $L_{\sigma \times 3}$  ist in den meisten Fällen vernachlässigbar klein, da der Emitter des IGBTs über die Diode angeschlossen wird. Wird die Diode plötzlich mit Vorwärtsspannung beaufschlagt, sinkt die Diodenspannung nicht schlagartig auf die stationäre Durchlassspannung. Im ersten Moment stehen in der Diode noch nicht genügend Ladungsträger zur Verfügung, um die Durchlassspannung auf stationäre Werte abzusinken. Die Annäherung an die stationären Werte folgt einer e-Funktion mit Zeitkonstanten von einigen 10 bis 100 ns. Dieser Effekt wird Leitfähigkeitsmodulationseffekt genannt. Die Spannung über der Diode kann beim Einschalten ein Vielfaches ihrer stationären Durchlassspannung betragen.

Diese Sachverhalte machen deutlich, dass der IGBT und die Diode nur als System betrachtet werden können. Die Diode und deren Anbindung haben einen ganz wesentlichen Einfluss auf die Schaltverlustleistungen im IGBT.

### 3.9 Leitfähigkeitsmodulationseffekt

In hochsperrenden bipolaren Bauelementen gibt es schwach dotierte und damit hochohmige Gebiete (hier die  $n^-$ -Schicht), die im Durchlassbetrieb von Minoritätsladungsträgern aus den angrenzenden leitenden PN-Übergängen überschwemmt werden. Die Minoritätsladungsträgerdichte wird hierbei größer als die Dotierungsdichte. Die Majoritätsladungsträgerdichte wird durch die Neutralitätsbedingung ebenfalls angehoben werden, so dass gilt  $p_n(x) \approx n_n(x)$ . Durch die nun große Anzahl an Ladungsträgern sinkt der Widerstand stark ab und das zuvor hochohmige Gebiet wird niederohmig. Dieser Effekt wird auch Hochinjektion genannt und ist im Durchlassbetrieb sehr erwünscht [23].

Der spezifische Widerstand  $\rho \sim R_{ON}$  und die mittlere Ladungsträgerdichte  $\bar{n}$  eines Halbleiters berechnet sich durch Gleichung 3.21 [4].

$$\rho = \frac{1}{(\mu_p + \mu_n)e\bar{n}} \quad \text{und} \quad \bar{n} \sim \sqrt{I} \quad (3.21)$$

Der Bahnwiderstand bei Hochinjektion ist damit umgekehrt proportional zur Quadratwurzel des Stroms [4].

$$R_{ON} \sim \frac{1}{\sqrt{I}} \quad (3.22)$$

Mit Hilfe der eindimensionalen Kontinuitätsgleichung (3.23) [4] kann ein zeitlicher Zusammenhang mit der Ladungsträgerkonzentration hergestellt werden.

$$\frac{\partial p}{\partial t} = G_p - R_p - \frac{1}{e} \frac{\partial J_p}{\partial x} \text{ und } \frac{\partial n}{\partial t} = G_n - R_n + \frac{1}{e} \frac{\partial J_n}{\partial x} \quad (3.23)$$

Geht ein bipolares Bauelement vom nichtleitenden in den leitenden Zustand über, stehen nicht sofort die im statischen Durchlassbetrieb vorhandenen Ladungsträgerdichten zur Verfügung. Die Ladungsträger müssen sich erst von den Rändern in das schwach dotierte Gebiet verteilen. Der stationäre Durchlasszustand wird erst nach einer kurzen Zeitspanne, die im Bereich bis zu einigen  $\mu\text{s}$  liegen kann, erreicht. Die zu diesem Vorgang gehörige Zeitkonstante wird als Hochinjektionslebensdauer  $\tau_{HI}$  bezeichnet [4].

$$\tau_{HI} = \tau_{p0} + \tau_{n0} = \frac{\Delta n}{R} \quad \text{mit} \quad \Delta n = n - n_0 = p - p_0 \quad (3.24)$$

Während der Zeit, in der noch nicht die stationäre Verteilung und Ladungsträgerkonzentration vorliegt, ist die Durchlassspannung durch den höheren Bahnwiderstand  $R_{ON}$  erhöht. Die Durchlassspannung wird ebenfalls temporär erhöht, wenn ein bipolares Bauelement bereits einen Durchlassstrom führt und dieser ansteigt.

Die Zeitkonstanten aus Gleichung 3.24 sind beim NPT-IGBT, wie in diesem Fall, größer als beim PT-IGBT [4], bei dem durch Rekombinationszentren und die dünnere  $n^-$  Schicht die Generations- und Rekombinationsraten erhöht sind und somit die Hochinjektionslebensdauer verringert ist. Beim PT-IGBT ist der Leitfähigkeitsmodulationseffekt schwächer ausgeprägt.

Bild 3.17 zeigt den Leitfähigkeitsmodulationseffekt bei verschiedenen Stromsteigungen. Dazu wurde ein mit positiver Gatespannung angesteuerter IGBT T4 in einer Tiefsetzstellerstruktur nach Bild 3.18 betrieben. Die Transistoren T2 und T3 werden dabei nicht benötigt (waren aber durch die Halbbrückenmodule vorhanden) und bleiben durch negative Gatespannungen ausgeschaltet. Die Diode von T2 wird als Freilaufdiode benötigt.

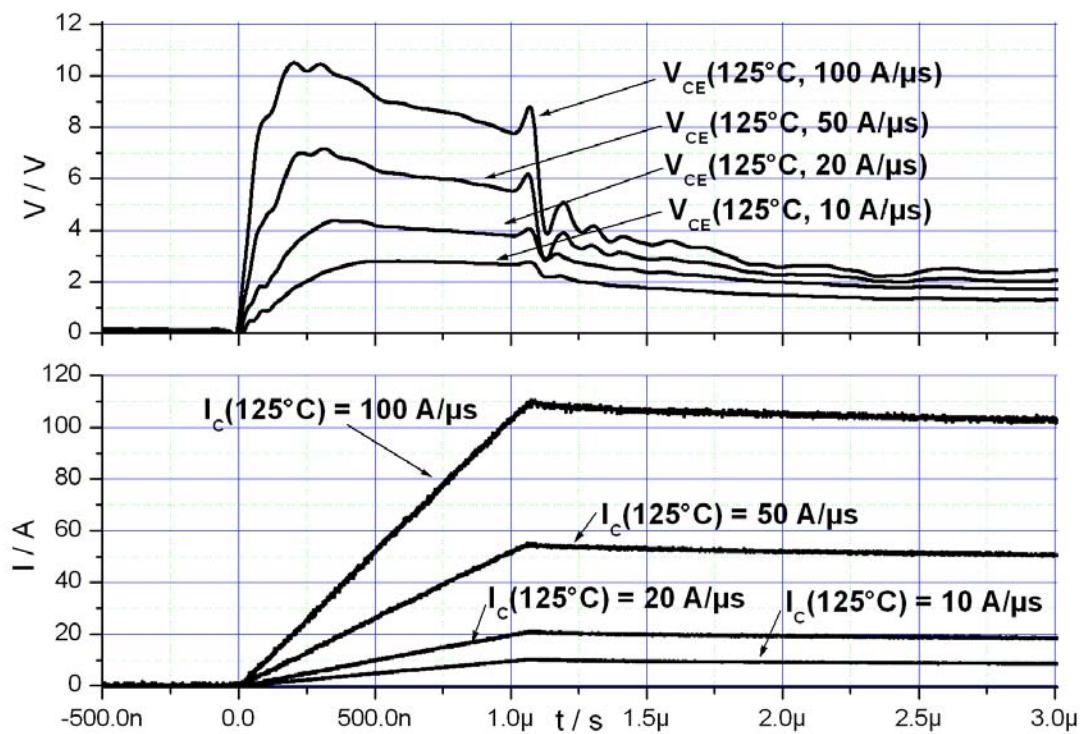


Bild 3.17 Eigene Messung des Leitfähigkeitsmodulationseffekts bei verschiedenen Stromsteigungen

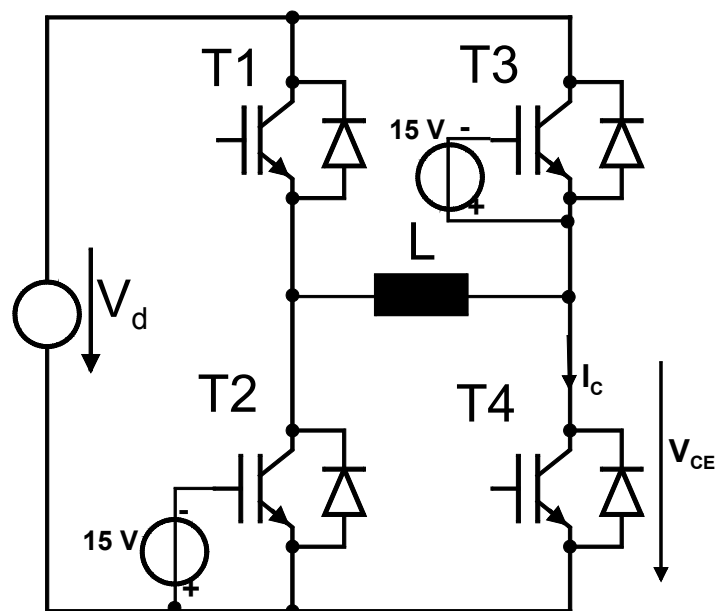


Bild 3.18 Versuchsschaltung zur Ermittlung des Leitfähigkeitmodulationseffekts

Die IGBTs T2 und T3 sind durch eine dauerhaft negative Gatespannung ausgeschaltet. Der IGBT T4 ist durch eine positive 15 V Gatespannung dauerhaft

eingeschaltet. Über IGBT T4 wird  $V_{CE}(t)$  und  $I_C(t)$  erfasst. Der IGBT T1 wird für etwa eine  $\mu s$  eingeschaltet und es kommt zu einem Stromfluss durch T1, L und T4. Die Induktivität begrenzt dabei den Stromanstieg. Sie ist mit etwa  $3,5 \mu H$  klein, um eine hohe Stromsteilheit erreichen zu können. Die IGBTs sind für die Messung in Bild 3.17 auf  $125^\circ C$  vorgeheizt worden.

Aus Bild 3.17 geht hervor, dass es bei verschiedenen Stromsteilheiten zu verschiedenen Spannungsanhebungen während des Stromanstiegs kommt. Bei einer Stromsteilheit von  $100 A/\mu s$  kommt es zu einer maximalen Spannungserhöhung von  $V_{CE}(t)$  über der Sättigungsspannung von etwa 8 V, bei  $50 A/\mu s$  sind es etwa 5 V und bei  $20 A/\mu s$  sind es etwa 2,7 V. Dieses Verhalten kann grob mit einer Ersatzinduktivität  $L_{con}$  nachgebildet werden [4]. Mit Gleichung 3.25 werden die Verhältnisse berechnet.

$$L_{con} = \frac{V_{CEmax}(t) - V_{CEsat}(I_C)}{dI_C(t)/dt} - L_\sigma \quad (3.25)$$

Die Streuinduktivität  $L_\sigma$  wird im Datenblatt mit 20 nH angegeben. Es ergeben sich für die verschiedenen Stromsteilheiten die folgenden Ersatzinduktivitäten im Spannungsmaximum:

$$L_{con}(100 A/\mu s) = 60 nH \quad L_{con}(50 A/\mu s) = 80 nH \quad L_{con}(20 A/\mu s) = 115 nH$$

Die Ersatzinduktivität  $L_{con}$  ist damit nicht konstant, sondern sie ist größer für kleinere Stromsteilheiten.

Eine weitere Auffälligkeit in der Messung von Bild 3.17 ist, dass die Spannungshöhen bei gleichen Stromsteilheiten zu größeren Strömen hin abnehmen. Bei der  $100 A/\mu s$  Messung sind es am Ende des Stromanstiegs fast 3 V weniger als zu Beginn im Spannungsmaximum. Die Ersatzinduktivität  $L_{con}$  ist damit auch abhängig von der Höhe des Stroms  $I_C(t)$ .

Eine weitere Beobachtung ist, dass die Spannung ( $100 A/\mu s$  Messung) erst 200 ns nach Beginn des Stromanstiegs das Spannungsmaximum erreicht. Die Spannungsmessung geschah mit Tastköpfen von 400 MHz Bandbreite, so dass es sich um keine Effekte der limitierten Bandbreite handelt. Vielmehr scheint es sich um ein Verzögerungsglied des LME (Leitfähigkeitmodulationseffekts) zu handeln.

Bei den kurzen Spannungsanstiegen bei etwa  $1,2 \mu s$  dürfte es sich um einen Messfehler handeln.

Um die Temperaturhängigkeit des LME nachzuweisen, wurde eine weitere Messung durchgeführt, bei der der LME bei verschiedenen Temperaturen beobachtet wurde. Bild 3.19 zeigt die Ergebnisse.

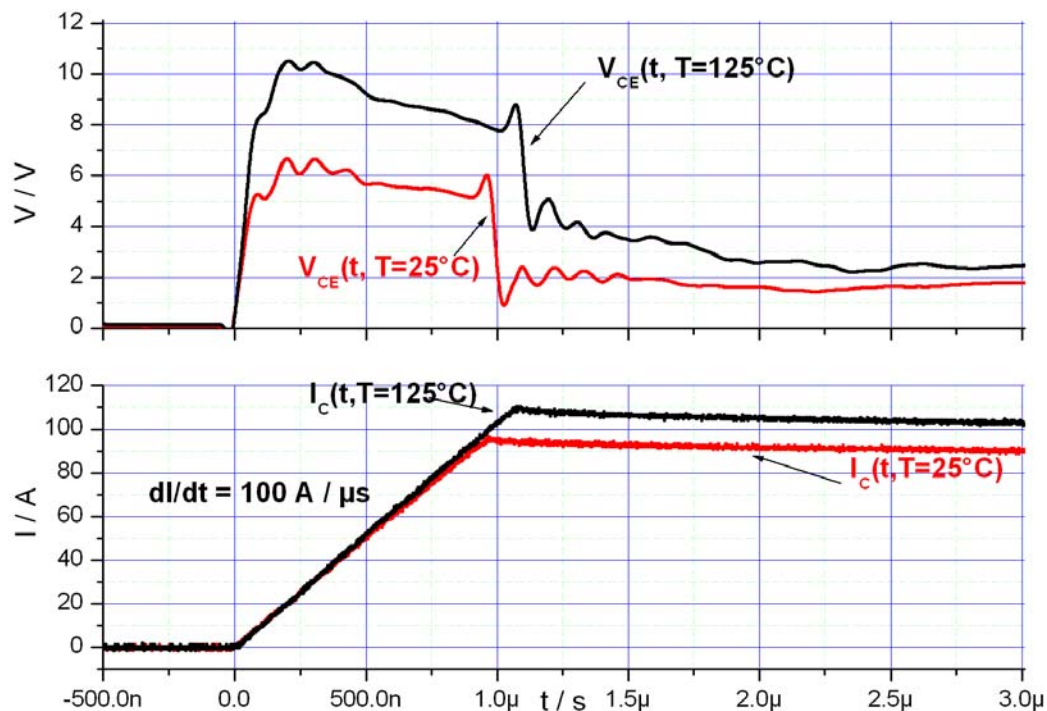


Bild 3.19 Messungen des Leitfähigkeitsmodulationseffekts bei verschiedenen Chiptemperaturen

Aus Bild 3.19 geht hervor, dass die Höhe des durch den LME erzeugten Spannungsanstiegs temperaturabhängig ist. Bei Raumtemperaturen sind die Auswirkungen auf  $V_{CE}(t)$  deutlich geringer. Die Spannungsüberhöhung von ca. 4 V auf die Sättigungsspannung ist hierbei nur etwa halb so groß wie bei 125°C. Die Generationsraten von Ladungsträgern sind bei hohen Temperaturen größer als bei niedrigeren. Die Beweglichkeit der Ladungsträger ist allerdings bei niedrigen Temperaturen größer. Die größere Beweglichkeit wird die Ladungsträger schneller in das dicke niedrigdotierte  $n^-$ -Gebiet des NPT-IGBTs gelangen lassen, so dass sich der LME schwächer auf die Kollektor-Emitterspannung auswirkt. Insgesamt kann der LME als von der Stromhöhe, der Stromsteilheit und Temperatur abhängig angesehen werden und ist damit schwer durch ein einfaches Modell zu beschreiben. In den meisten hartschaltenden Anwendungen sind die Auswirkungen eher begrenzt. Bei diesem Schwingkreiswechselrichter mit hoher Frequenz trägt er aber wesentlich zu den Verlusten bei.



### 3.10 Entlastungsschaltungen

In der Leistungselektronik sind Entlastungsschaltungen für das Ein- und das Ausschalten von Leistungshalbleitern bekannt [75]. Aus Bild 3.15 geht hervor, dass beim weichen Schalten im ZVS Modus das Einschalten praktisch keine Schaltverluste hervorruft und dass ein Großteil der Verluste beim Abschalten des IGBTs entstehen. Eine einfache Ausschaltentlastungsschaltung ist, einen Kondensator parallel zu jedem IGBT des Schwingkreises zu schalten. Beim Abschalten übernimmt der Kondensator vorübergehend den Laststrom. Die Spannung  $V_{CE}$  über dem IGBT wird durch den Ladevorgang des Kondensators anfangs klein gehalten. Der IGBT wird bei für ihn kleinem Strom und kleiner Spannung ausgeschaltet. Die Steilheit der Spannung  $v_{CE}/dt$  ist durch die zu ladende Kapazität klein. Insgesamt wird der Schaltvorgang mehr Zeit benötigen als ohne parallelen Kondensator. In [17] wird durch Messungen anhand eines 100 kHz Schwingkreiswechselrichters bewiesen, dass der Ausschaltvorgang früher, das heißt bei einem größeren Kollektorstrom, erfolgen muss als ohne Ausschaltentlastungskondensator, da durch die geringeren Spannungssteilheiten der Ausschaltvorgang insgesamt verlangsamt wird. Infolge dessen steigen die Abschaltverluste sogar an. Bei dem Schwingkreiswechselrichter in dieser Arbeit handelt es sich um einen 400 kHz Schwingkreiswechselrichter in paralleler modularer Bauweise, bei dem die Ausschaltzeit ca. 20% einer Halbperiode beträgt. Parallele Kondensatoren zu den IGBTs würden diesen Prozentsatz ungünstigerweise weiter erhöhen. Jedes der parallelgeschalteten Wechselrichtermodule benötigt vier Kondensatoren für vier IGBTs. Bei mehreren Brückenmodulen wäre die bei jedem Schaltvorgang umzuladende Kapazität erheblich und die Ausschaltzeiten würden stark ansteigen. Die übertragbare Leistung würde sinken. Aus diesem Grund wurde auf die Verwendung von Ausschaltentlastungskondensatoren verzichtet.

### 3.11 Ausblick auf neue HL-Technologien (SiC, GaAs, ESBT)

Bisher war Silizium als Halbleitermaterial in über 99% aller Fälle das Mittel der Wahl. Die wenigen Ausnahmen bildeten zum Beispiel Germaniumdioden, die einen niedrigeren Flussspannungsabfall (typisch 0,3 V) und höhere maximale Schaltfrequenzen (über 10 GHz) aufwiesen [76]. Die Temperaturstabilität ist schlecht und die Sperrströme sind hoch. Halbleitertemperaturen von über 90 °C können bereits zu einem Ausfall führen, zudem ist Germanium sehr teuer. Früher war

Germanium wegen des besser beherrschten Fertigungsprozesses ein weit verbreitetes Halbleiterbauelement. Inzwischen ist es bis auf wenige Nischenprodukte fast bedeutungslos und wurde z.B. durch die deutlich billigeren Schottkydioden ersetzt. Dieses Beispiel macht deutlich, wie infolge verbesserter neuerer Technologie bisher für unverzichtbar gehaltene Materialien durch bessere oder billigere ersetzt wurden.

Bereits 1906 wurde ein Patent über eine Silizium Spitzendiode erteilt. Die Bedeutung von Silizium als Halbleitermaterial ist seitdem stetig gewachsen. Allerdings gibt es seit einigen Jahren Bestrebungen, das nicht in jeder Hinsicht optimale Silizium durch bessere Halbleitermaterialien zu ersetzen. Als Beispiele seien hier Siliziumkarbid (SiC) und Galliumarsenid (GaAs) genannt. So ist der Bandabstand, der unter anderem verantwortlich für die Sperrströme und maximalen Sperrspannungen ist, bei 4H-SiC etwa 2,2 mal größer als für Silizium. Die Eigenleitungsdichte  $n_i$  ist gegenüber Silizium um mehrere Dimensionen kleiner. Diese Eigenschaft lässt den Betrieb auch bei Temperaturen deutlich über der maximal zulässigen Halbleitertemperatur des Siliziums (ca. 175 °C) zu. Die Literatur [23], [50] geht von einer maximal zulässigen Halbleitertemperatur bei SiC von bis zu 700°C aus. Die Wärmeleitfähigkeit ist 2,5 mal, die kritische elektrische Feldstärke fast 10 mal größer und die thermische Ausdehnung beträgt nur die Hälfte der von Silizium. Die Lebensdauer von Minoritätsladungsträgern ist bei SiC im Gegensatz zu Silizium stark eingeschränkt. Die Ladungsträgerspeicherung bei Hochinjektion ist sehr eingeschränkt und somit ist der Reverse Recovery Effekt praktisch vernachlässigbar. Das dynamische Schaltverhalten bipolarer SiC Bauelemente ist somit besser als das von Silizium. Diese Eigenschaften machen SiC zu einem sehr guten Halbleiterwerkstoff, wenn nicht noch fertigungstechnische Probleme den Einsatz erschweren würden. So bilden sich in den Kristallzüchtungsprozessen sogenannte Micropipes. Dabei handelt es sich um Schraubenversetzungen im Kristallgitter, die die Sperrfähigkeit stark herabsetzen. In den letzten 10 Jahren ließen sich die Micropipedichten (MPD) von 10000 MP/cm<sup>2</sup> auf unter 10 MP/cm<sup>2</sup> absenken [23].

Derzeit sind unipolare SiC Dioden bis zu 1200V Spitzensperrspannung und 10A Dauerstrombelastung kommerziell verfügbar [22]. In [23] wird erläutert, dass für Sperrspannungen von bis zu 3000 V Schottkydioden Vorteile bieten, darüber hinaus aber bipolare Halbleiter vorteilhaft sind. Für größere Stromtragfähigkeiten können und werden mehrere Chips zu einem Modul zusammengefasst. Durch den positiven

Temperaturkoeffizienten ist ein Parallelschalten problemlos möglich. Bipolare Halbleiter werden über einen negativen Temperaturkoeffizienten verfügen und sind somit für die Parallelschaltung nur eingeschränkt nutzbar. Gegenüber Silizium Pin Dioden haben SiC Schottkydioden den Vorteil einer deutlich verringerten Schwellspannung und des praktisch nicht vorhandenen Reverse Recovery Effekts.

Steuerbare SiC Halbleiter sind heute nur eingeschränkt im Laborbetrieb verfügbar. Unipolare Bauelemente wurden im Laborbetrieb hergestellt und es wurden J-Fets erfolgreich mit Sperrspannungen in Höhe von 3500 V beaufschlagt. Der Widerstand eines solchen Chips liegt bei passablen  $25 \text{ m}\Omega/\text{cm}^2$ . J-Fets sind selbstleitende Bauelemente, das heißt ohne eine Gatespannung sind sie leitfähig. Dieses Verhalten ist in der Leistungselektronik aus Sicherheitsgründen besonders für U-Zwischenkreis-Wechselrichter äußerst unerwünscht. Mit Hilfe von Kaskodenschaltungen [23] mit einem Hochspannungs SiC J-Fet und einem leicht verfügbaren niederspannungs N-FETs lässt sich ein normally-off-Bauelement realisieren. Bis zur Verfügbarkeit von SiC MOSFETs kann diese Schaltung gerade bei höheren Schaltfrequenzen eine Alternative zu den derzeit gebräuchlichen Silizium IGBTs sein. Inzwischen ist es der Firma CREE gelungen, 1200V und 20A SiC MOSFETs auf dem Markt anzubieten [22].

Steuerbare bipolare Bauelemente sind nur im Experimentalstadium verfügbar. Im Laufe der nächsten Jahre werden sich weitere Verbesserungen einstellen, die dann im fortgeschrittenerem Stadium diskutiert werden können.

Galliumarsenid war als Halbleitermaterial ebenfalls ein Hoffnungsträger der Leistungselektronik. Derzeit wird es in Höchstfrequenztechnikapplikationen wie z.B. in Mobiltelefonen eingesetzt [76]. In der Leistungselektronik wird es jedoch z.Z. noch nicht verwendet.

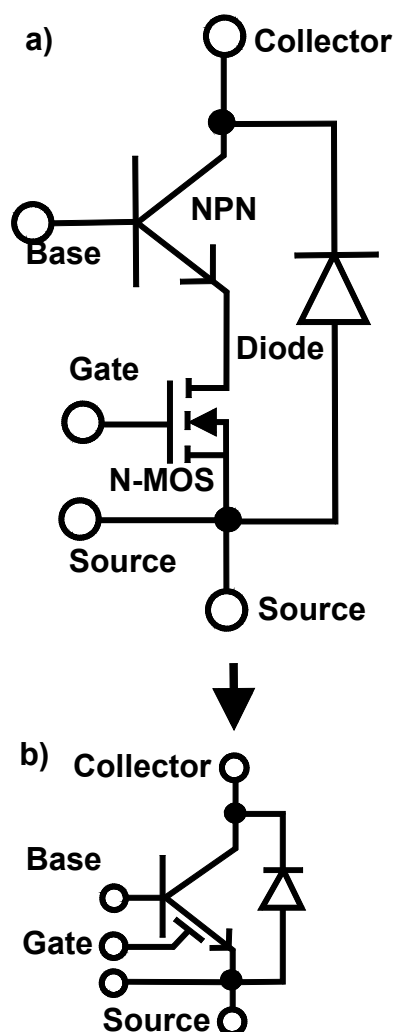


Bild 3.20 ESBT Schaltbild

Kaskodenschaltungen sind in der Nachrichtentechnik schon lange als Hochfrequenzschaltungen bekannt. Doch auch in der Leistungselektronik werden solche Strukturen schon seit Jahren erfolgreich eingesetzt. Als Beispiel wird hier von dem Emitter Switched Bipolar Transistor (ESBT) ausgegangen (Bild 3.20 a) Verschaltung, b) Schaltsymbol). Diese Schaltung wurde schon in den 80er Jahren erfolgreich eingesetzt. Damals wurde der ESBT noch aus diskreten Bauelementen zusammengesetzt. Inzwischen ist es jedoch gelungen, diesen ESBT monolithisch herzustellen [26]. Die Vorteile sind offensichtlich. Weniger parasitäre Induktivitäten und geringerer Platzbedarf und Montageaufwand. Die Durchflussspannung beträgt beachtliche 1,0 V bei 1200V Spitzensperrspannung und 70 A Kollektorstrom [27]. Nachteilig ist sicherlich die komplizierte Ansteuerung von 2 leistungselektronischen Stellgliedern, wovon eins stromgesteuert ist, was einen leistungsstarken Treiber voraussetzt. Die Funktion dieses ESBTs erklärt sich wie folgt. Der NPN Transistor

ist auf die volle Sperrspannung von in diesem Fall 1200 V ausgelegt. Dem N-Kanal MOSFET reicht eine Auslegung auf eine maximale Spitzensperrspannung in Höhe

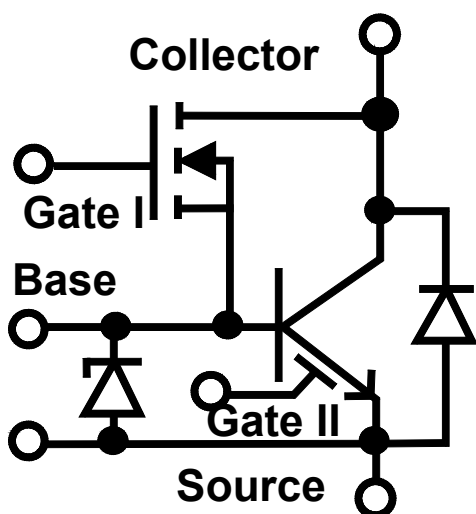


Bild 3.21 Verbesserte ESBT Struktur

von ca. 50 V aus. Dadurch bleibt  $R_{DS\ on}$  und damit die Durchlassspannung gering. Abgeschaltet wird der ESBT durch das Sperren des MOSFETs. Schlagartig erhöht sich das Emitterpotential bis über das der Basis, der Basisstrom sinkt ab und der NPN Transistor sperrt. Beim Einschalten wird der MOSFET eingeschaltet und der Basisstrom von der Basis zum Source des MOSFET kann sich wieder einstellen. Durch das Einfügen eines Treiber-MOSFETs in Darlingtonschaltung zwischen

Kollektor und Basis lässt sich die Treiberleistung deutlich verringern [28] (Bild 3.21). Durch die ebenfalls eingefügte 5V Z-Diode wird die Drain-Source Spannung auf diese 5V abzüglich der Basis-Emitterspannung begrenzt und auch ein versehentliches kurzzeitiges Einschalten des oberen Treiber MOSFETs bei abgeschalteten Gate II würde den MOSFET des ESBTs nicht durch Überspannung zerstören. Weiterführende Literatur zum ESBT findet sich unter [68], [69], [70] und [71].

## **3.12 Messtechnik der Strom- und Spannungsmessung**

### **3.12.1 Spannungsmessung**

Der klassische Weg der Spannungsmessung erfolgt durch nicht potentialtrennende Tastköpfe mit der Teilung 10:1 oder 100:1 wie sie bis zu 600 MHz (10:1) und 400 MHz (100:1) Bandbreite angeboten werden. Der Nachteil dieser Meßmethode ist die fehlende Potentialtrennung und die große Empfindlichkeit gegenüber Gleichtaktstörungen. Liegt keiner der beiden Punkte, an denen die Spannung gemessen werden soll, auf Massepotential, muss das Oszilloskop mit einem Trenntrafo vom PE-Netz getrennt werden oder es muss mit zwei Tastköpfen eine Spannungsdifferenzmessung zur Masse durchgeführt und der eine vom anderen Wert subtrahiert werden. Heutige gebräuchliche digitale Speicheroszilloskope verfügen im Allgemeinen über diese Möglichkeit im Mathematikfunktionsblock. Dennoch ist diese Meßmethode aufwendig (es werden 2 Kanäle benötigt) und fehleranfällig, so dass auf diese Möglichkeit gerne verzichtet wird. Der Vorteil einer direkten Spannungsmessung mit Tastköpfen ist die hohe verfügbare Bandbreite und sehr geringe systembedingte Totzeit. Durch das Einfügen von Ferritkernen in die Messleitungen lassen sich hochfrequente kapazitive Ströme, wie Sie als Gleichtaktstörungen auftreten, wirksam abmildern.

Seit einigen Jahren sind aktive (mit Netzteil oder besser mit Batteriebetrieb) potentialgetrennte Differenzastköpfe für Spannungen von wenigen Volt bis über 1000V kommerziell erhältlich. Die maximale Bandbreite dieser Tastköpfe beträgt z.Z. 100 MHz und die Totzeiten sind deutlich größer als bei konventionellen Tastköpfen. Versuche haben ergeben, dass die Totzeiten mehr als 10 ns betragen können (Siehe

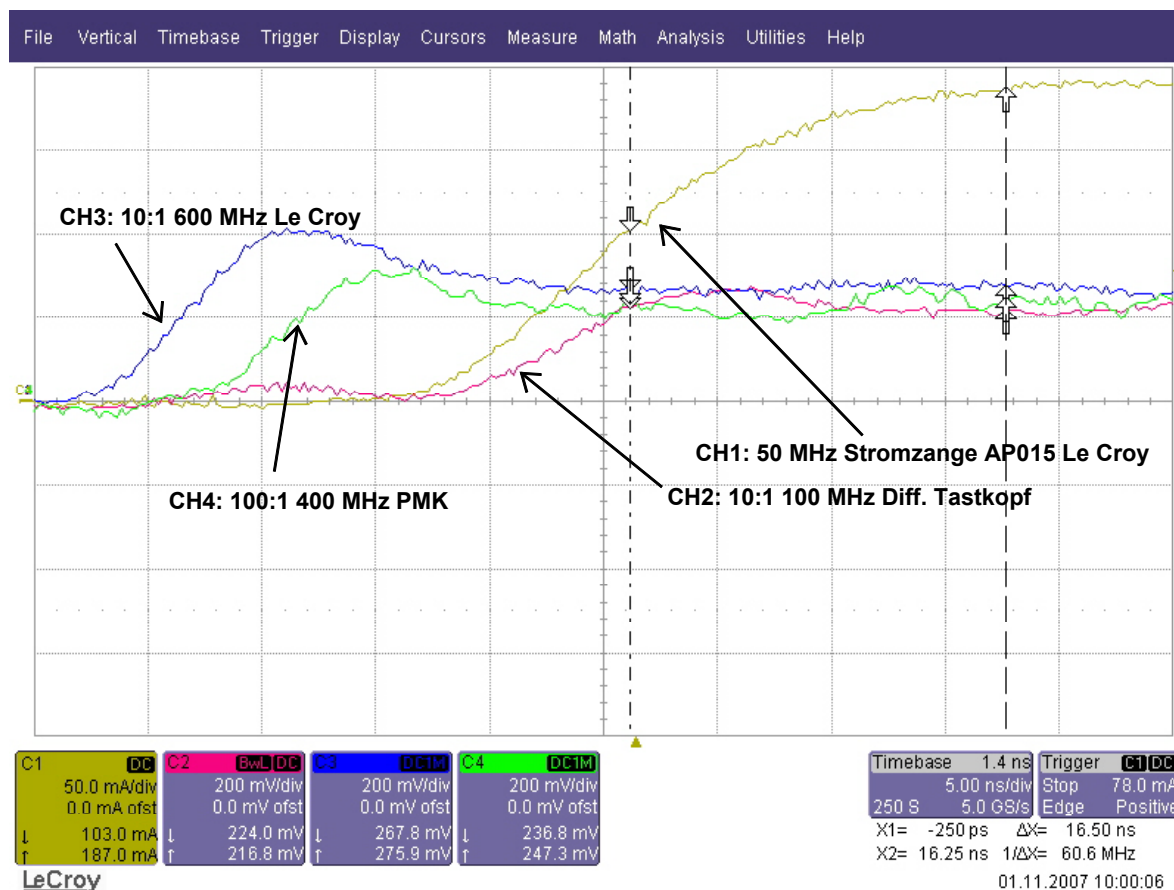


Bild 3.22 Laufzeitunterschiede verschiedener Tastköpfe

Bild 3.22). In diesem Diagramm wurde die Spannung und der Strom über einem fast rein ohmschen Verbraucher mit verschiedenen Messmitteln und Bandbreiten gemessen. Aus Bild 3.22 geht deutlich hervor, dass es Laufzeitunterschiede der verschiedenen Messmittel gibt. Zum reinen Visualisieren der Schaltvorgänge sind die aktiven Tastköpfe (CH2) noch geeignet. Problematisch wird die Verlustleistungsermittlung mit dem Oszilloskop, wo gleichzeitig der Strom und die Spannung über dem Bauelement gemessen und multipliziert werden. Bei hochtransienten Signalen wirken sich Laufzeitunterschiede deutlich auf die errechnete Verlustleistung aus. Kommt es infolge eines Ein- oder Ausschaltvorganges zu hochtransienten Schwingungen im MHz Bereich, sind diese Messungen kaum verwertbar, da Blindleistungsverluste als Wirkverlustleistungskomponenten

ausgewiesen werden können. In dieser Arbeit wurde sich für die direkte Spannungsmessung mit 100:1 Tastköpfen für die Kollektor-Emitterspannung und für den Differenzspannungswandler oder 10:1 Tastköpfe bei Gate-Emitterspannungen entschieden.

### 3.12.2 Strommessung

Die folgenden Strommessarten sind in der Elektrotechnik gebräuchlich:

- Pearsonsonde
- Rogowskispule
- Zeroflux Sensoren
- Stromzange (closed loop)
- Open Loop Stromwandler
- Übertrager
- Messhunt

Die **Pearsonsonde** ist ein fertig aufgebauter und optimierter Übertrager, der bereits mit einem Bürdewiderstand abgeschlossen ist, so dass das zu messende Stromsignal in ein Spannungssignal umgewandelt wird. Es werden Bandbreiten von über 250 MHz erreicht [40]. Systembedingt ist dieses Messverfahren nur für Wechselströme geeignet. Sie wird aber gerne eingesetzt, um Halbleiter durch einzelne oder wenige kurze Strompulse im hartschaltenden Betrieb, bei denen eine Sättigung vermieden wird, zu vermessen.

Die **Rogowskispule** wandelt die Änderung eines um einen Leiter fließendes durch dessen Strom erzeugtes Magnetfeldes durch Integration in eine elektrische Spannung um. Sie ist in der Praxis nur für Wechselströme geeignet, da es leicht zu Offsetfehlern kommt. Die Bandbreite beträgt bis zu 20 MHz ([30], [31]) und es können maximale Ströme bis zu einigen kA gemessen werden (bei reduzierter Bandbreite). Die Anwendung einer Rogowskispule ist sehr einfach und schnell möglich, da nur eine verschleißbare schlauchförmige Spule um den zu messenden Leiter gelegt werden muss und die Messung potentialgetrennt erfolgt. Die Messung erfolgt praktisch rückwirkungsfrei auf den Lastkreis, da die Streuinduktivität nur minimal vergrößert wird. Aufgrund der begrenzten Bandbreite ist dieses Verfahren nicht zur Strommessung an schnellschaltenden Leistungshalbleitern einzusetzen. Bei

langsamschaltenden Bauelementen wie z.B. GTO Scheibenzellen ist die Rogowskispule auch aufgrund ihrer einfachen Installation ein verbreitetes Messinstrument.

**Zerofluxsensoren** sind eine relativ neue Messmethode. Dabei wird ähnlich wie beim einfachen Closed Loop Prinzip der magnetische Fluss eines Primärstroms in einem Kern durch einen zweiten Strom neutralisiert. Die Zerofluxsensoren verfügen aber noch über weitere Kompensationswicklungen und sind technisch recht anspruchsvoll. Sie werden aufgrund ihrer sehr guten Linearität (2 ppm), Temperaturstabilität und allgemeinen Toleranz für Präzisionsmessungen bis zu einigen kA eingesetzt. Häufig sind die Anschlüsse schon mit einem Anschluss für Präzisionsleistungsmesser versehen ([32], [34], [35]). Die Bandbreite beträgt bis zu 100 kHz [33]. Die Installation erfolgt durch Hindurchführen eines Leiters durch den nicht zu öffnenden Wandler, was bei der Vermessung von Leistungshalbleiterströmen aufwendig werden kann. Die Streuinduktivität wird durch den Einbau stark vergrößert. Dieser Wandler ist DC-geeignet. Aufgrund der begrenzten Bandbreite ist der Wandler hier nicht verwendbar.

**Stromzangen** nutzen den Hall-Effekt und arbeiten nach dem sogenannten Closed Loop Prinzip, bei dem die Wirkung des Primärstromes auf einen Kern durch eine zweite stromdurchflossene Spule kompensiert und der magnetische Fluß im Kern kompensiert wird. Der zur Kompensation benötigte Strom wird gemessen und ausgewertet. Mit einer Stromzange lassen sich auch DC-Ströme messen. Die Bandbreite wird mit bis zu 100 MHz (30A) angegeben [36]. Der Strommessbereich beträgt bei deutlich reduzierter Bandbreite bis zu 500 A Dauerbelastung. Die Zange ist potentialgetrennt. Die Anwendung einer Stromzange ist einfach. Sie lässt sich mit einem Griff öffnen und in den Stromkreis einfügen. Der Einsatz zur Ermittlung von Halbleiterströmen, besonders bei niederinduktiv aufgebauten verplatteten Zwischenkreisen ist problematisch. Das Strommesszangensignal trifft leicht verzögert im Oszilloskop ein (Siehe Bild 3.22). Diese Verzögerung lässt sich per deskew Einstellung im Oszilloskop kompensieren. Diese Meßmethode ist prinzipiell für diese Anwendung denkbar. Leider verursacht eine zusätzlich Leiterschleife, die um die Stromzange zu legen wäre, eine zusätzliche nicht erwünschte Streuinduktivität. Die Bandbreite bei dem gewünschten Strommessbereich von 150A Dauerstrombelastung beträgt nur noch 10 MHz, was zu gering für diese Anwendung ist.



**Open Loop Stromwandler** arbeiten ähnlich wie die Closed Loop Stromwandler, nur dass die magnetische Flussdichte durch einen Hallsensor gemessen und direkt verwendet wird. Feldkompensationen finden nicht statt. Eine nicht kommerzielle Open Loop Lösung zeigt [38].

**Übertrager** arbeiten nach dem Open Loop Prinzip und sind prinzipiell nur für AC-Anwendungen geeignet. Die Linearität ist meist auch knapp unterhalb der Sättigung des Kerns suboptimal. Die Bandbreite ist vom verwendeten Kern abhängig und kann bis zu einigen 100 MHz reichen. Dieses Verfahren ist durch die fehlende DC-Eignung nicht geeignet.

**Messshunts** stellen eine klassische Methode zur Strommessung auch bei Leistungshalbleitern dar. Vorteile sind die hohe verfügbare theoretische Bandbreite (konstruktionsabhängig) und eine gute Genauigkeit. Totzeiten sind so gut wie nicht

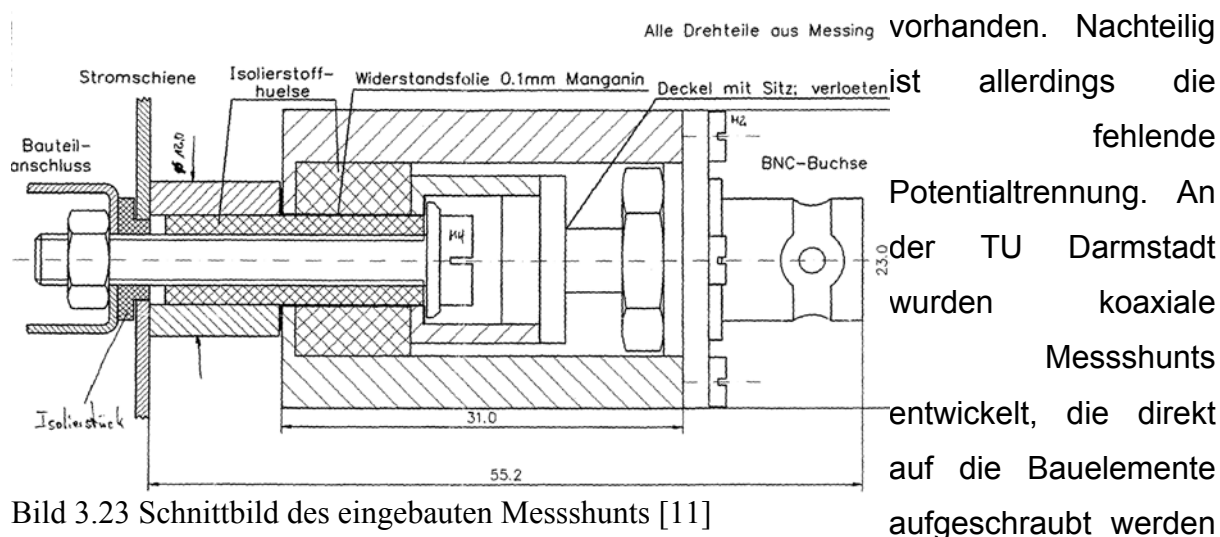


Bild 3.23 Schnittbild des eingebauten Messshunts [11]

können (Siehe Bild 3.23). Der hier abgebildete Messshunt wurde für kleinere IGBT Module entwickelt. Der in diesem Versuch verwendete ist an die größere Schraubverbindung des IGBTs und an den gewünschten Widerstand von  $2 \text{ m}\Omega$  angepasst worden. Durch den koaxialen Aufbau wird erreicht, dass die störende Streuinduktivität minimiert wird. Der Mittelleiter kompensiert das äußere Magnetfeld des äußeren Leiters. Nur die Fläche und der Umfang des Isolators zwischen den beiden Leitern bilden die verbleibende Induktivität. Der Messshunt ist dadurch sehr niederinduktiv und hat kaum Rückwirkungen auf das zu vermessende System. Dennoch bewirkt der induktive Spannungsabfall bei großen Stromsteilheiten, dass die ausgegebenen Stromsteilheiten größer als die wirklichen Stromsteilheiten sind. Der Schaltvorgang wirkt dadurch schneller als er in Wirklichkeit ist. Bild 3.24 zeigt den Vergleich von Stromzange, Pearsonsonde und Messshunt. Alle drei

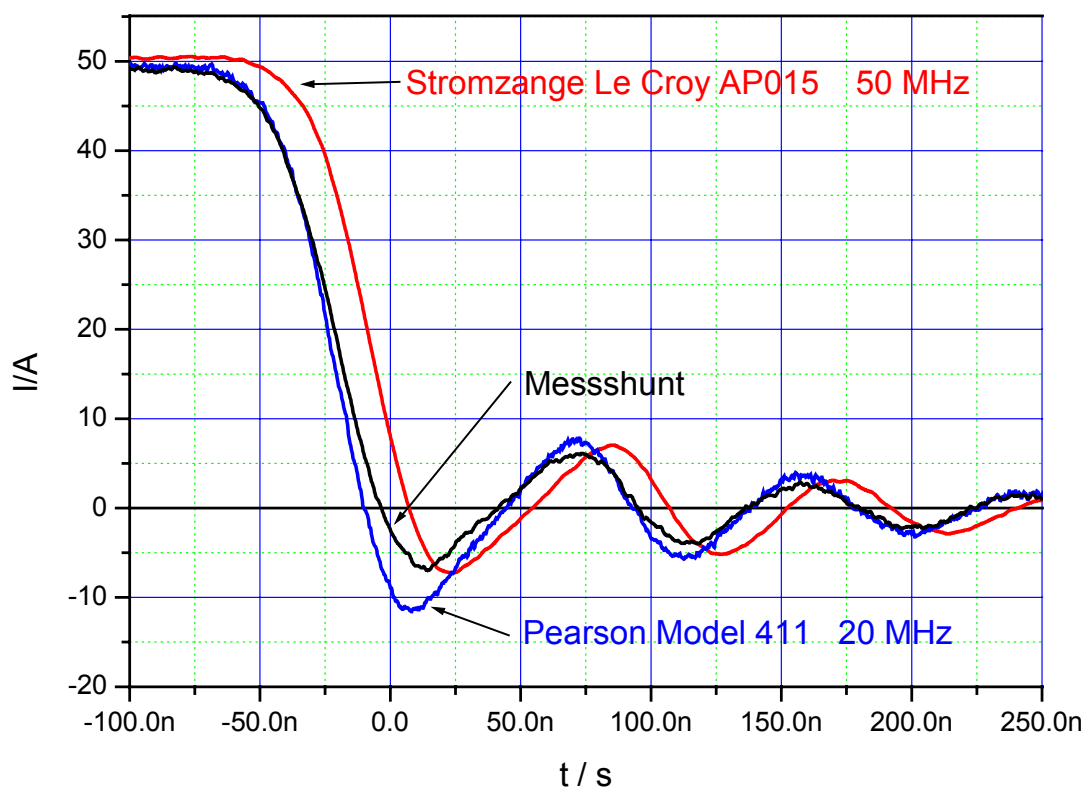


Bild 3.24 Messung eines Halbleiterstroms beim Ausschalten mit Stromzange, Pearsonsonde und Messshunt

Messsysteme messen den IGBT-Strom durch den gleichen Leiter, der den IGBT mit dem Zwischenkreis verbindet. Der IGBT wurde abgeschaltet, so dass eine fallende Stromflanke zu erkennen ist.

Deutlich ist zu sehen, dass die Kurven der Shuntmessung und der Pearsonsondenmessung der Messkurve der Stromzange um 15 ns voreilen. Aus Bild 3.22 geht hervor, dass die mit der Stromzange gemessenen Ströme auch den Spannungsmessungen an einem Widerstand um etwa 15 ns nacheilte. Diese Totzeit sollte beim Einsatz zur Leistungsmessung per Deskew Einstellung kompensiert werden.

Eine steilere Flanke des mit dem Messshunt gemessenen Stroms, die hervorgerufen durch die unvermeidbare Restinduktivität zu erwarten wäre, kann nicht erkannt werden. Insgesamt ist dieser Messshunt zur Messung von hochtransienten Halbleiterströmen geeignet und wird hier verwendet.

### 3.12.3 Verlustleistungsmessung

Es gibt verschiedene Möglichkeiten der Verlustleistungsmessung an Leistungshalbleitern:

- Elektronische Präzisionsleistungsmessgeräte
- kalorimetrische Messungen
- Strom- und Spannungsmessungen mit dem digitalen Speicheroszilloskop

**Elektronische Präzisionsleistungsmessgeräte** verfügen über Strom und Spannungseingänge, die entweder direkt oder über externe Sensoren angeschlossen werden können. Diese Messgeräte verfügen über Abtastraten von 200 kHz (WT 3000 von Yokogawa [35]) bis zu 3 MHz (LMG500 von ZES Zimmer [34]) und Genauigkeiten deutlich besser als 1%. Eine direkte Messung des Leistungshalbleiterstroms- und der spannung ist nicht möglich, da die Anbindung nicht in der gewünschten induktivitätsarmen Weise geschehen kann und somit die Messergebnisse verfälscht werden würden. Die Bandbreite ist ebenfalls zu gering, um einzelne hochtransiente Schaltvorgänge zu erfassen. Es ist aufgrund der begrenzten Bandbreite nicht möglich, einen einzelnen Schaltvorgang zu betrachten und zu analysieren. Soll die Verlustleistung z.B. einer gesamten Wechselrichterbrücke vermessen werden, so können diese Geräte die Ein- und die Ausgangsleistung messen. Es werden bei diesem Verfahren aber auch andere als die Halbleiterverluste berücksichtigt, z.B. Drossel-, Filter- oder Leiterbahnverluste. Eine Differenzierung auf einzelne Verlustarten ist nicht möglich. Eine typische Anwendung dieser Messmethode ist z.B. das verlustleistungsmäßige Optimieren von Gatewiderständen oder die Bestimmung des Wirkungsgrades einer ganzen Wechselrichteranordnung. Die Vorteile dieses Messverfahrens sind der schnelle und flexible Aufbau. Nachteilig ist, dass nur eingeschwungene Zustände vermessen werden können und keine Rückschlüsse auf einzelne Schaltvorgänge gezogen werden können. Die Gerätekosten sind z.Z. höher als € 12000,- und standen für diese Versuche nicht zur Verfügung. Für den hier behandelten Kurzzeitmessplatz (etwa 1ms Betriebszeit) sind die Präzisionsleistungsmessgeräte nicht geeignet, da nur die Gesamtverluste erfasst werden können.

Bei einer **kalorimetrischen Messung** kühlt man den Leistungshalbleiter mit Wasser oder einem anderen flüssigen Wärmeträger und misst die Menge des Kühlmediums

und die Temperaturdifferenz. Dieses Messverfahren ist sehr aufwendig, aber bei guter thermischer Isolation und genauen Sensoren auch recht genau. Verluste lassen sich modulgenau erfassen. Das Messverfahren ist sehr träge gegenüber Verlustleistungsänderungen. Ein Aufschlüsseln der Halbleiterverluste in einzelne Verlustarten ist nicht möglich. Auch dieses Verfahren benötigt eingeschwungene Zustände die über mehrere Minuten bestehen bleiben müssen. Das kalorimetrische Verfahren ist somit für den hier verwendeten Kurzzeitmessstand ebenfalls nicht geeignet.

Die **Leistungsmessung** durch Strom- und Spannungsmessung mit einem digitalen **Speicheroszilloskop** ist in ihrer Genauigkeit durch die Erfassung der Strom-, Spannungs- und Zeitdaten recht begrenzt. Bei hochtransienten Signalen scheinen Abweichungen von 10 – 20 % realistisch. Die Anwendung, das Einbringen von Sensoren und deren Verkabelung kann kompliziert werden, wenn auf kurze Kabellängen und somit kleine Streuinduktivitäten geachtet wird. Dieses Verfahren lässt Rückschlüsse auf die einzelnen Verlustarten halbleiter- und schaltvorgangsgenau zu und ist auch für diesen Kurzzeitmessplatz geeignet. Es wurde somit zur Verlustleistungsermittlung hier verwendet.

### 3.13 Einfluss der passiven Bauelemente auf das Schaltverhalten eines IGBTs

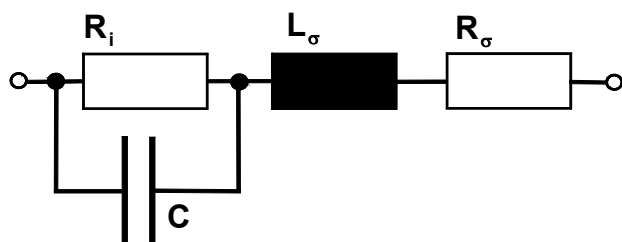


Bild 3.25 Ersatzschaltbild eines Kondensators

In den bisherigen Betrachtungen und auch in den ersten groben Entwurfsentwürfen neuer Schaltungen wurden passive Bauelemente als ideal angenommen. In der Realität ist das aber nicht der Fall. Kondensatoren zum

Beispiel sind immer mit einer internen kleinen Streuinduktivität und einem ohmschen Widerstand versehen, dessen Verhältnis zur wirksamen Kapazität sich durch den sogenannten Verlustfaktor  $\tan \delta$  ausdrücken lässt. Während der ohmsche Widerstand außer für thermische Betrachtungen vernachlässigt werden kann, ist die Induktivität, insbesondere für das Ausschaltverhalten von Leistungshalbleitern, von großer Bedeutung. Sie ist zusammen mit den aufbaubedingten Streuinduktivitäten verantwortlich für die Kollektor-Emitterüberspannung beim Abschalten des Leistungshalbleiters. Das Ersatzschaltbild eines Kondensators beschreibt Bild 3.25 [18]. Spannungszwischenkreise werden überwiegend aus Elektrolytkondensatoren aufgebaut. Die Energiedichte solcher Elektrolytkondensatoren ist hoch, die äquivalente Induktivität leider auch. Zudem ist der mögliche Effektivstrom über diese Kondensatoren gering. Aus diesen Gründen werden gerne schnelle impulsfeste MKP (Metallisierter Kunststoff Propylen Folienkondensator [18]) direkt an die Leistungshalbleiteranschlüsse, parallel zu den Elektrolytkondensatoren, angeschlossen, so dass die Streuinduktivität zum Spannungszwischenkreis minimiert wird.

Gewickelte Induktivitäten weisen je nach Wickeltechnik und Form parasitäre Kapazitäten auf, die sich besonders beim Einschalten der Leistungshalbleiter als störend erweisen können. Drosseln mit hohen Induktivitätswerten werden aus Kostengründen oft mehrlagig mäanderförmig mit Runddraht bewickelt. Diese Bauform wirkt sich gerade besonders negativ auf die parasitäre Kapazität aus [9]. Günstiger sind Flachbandwicklungen in der für den Skin und Proximityeffekt optimalen Stärke oder neuerdings auch einlagige hochkant Flachdrahtwicklungen (erfordert spezielle Wickelmaschinen). Parasitäre Kapazitäten werden durch diese Wicklungsarten weitgehend vermieden. Hochfrequenzlitzten können hinsichtlich des Skineffektes günstig sein, der Füllfaktor ist aber schlecht, so dass häufig aus Kostengründen darauf verzichtet wird.

## 4 Das modulare Prinzip

### 4.1 Gründe und Motivation

Schwingkreiswechselrichter zur induktiven Erwärmung sind meist Einzelentwicklungen oder Kleinstserien, die speziell für die jeweilige Applikation entwickelt wurden. Aufwendige Planungsarbeiten, Werkzeugbau und Lagerhaltung sind die Folge. Wünschenswert ist ein System, das viele Anwendungsgebiete abdeckt, aber nur aus wenigen standardisierten Bauelementen besteht, die entweder zur Erhöhung der Leistung oder der Frequenz zusammengeschaltet werden können. Bild 4.1 verdeutlicht die

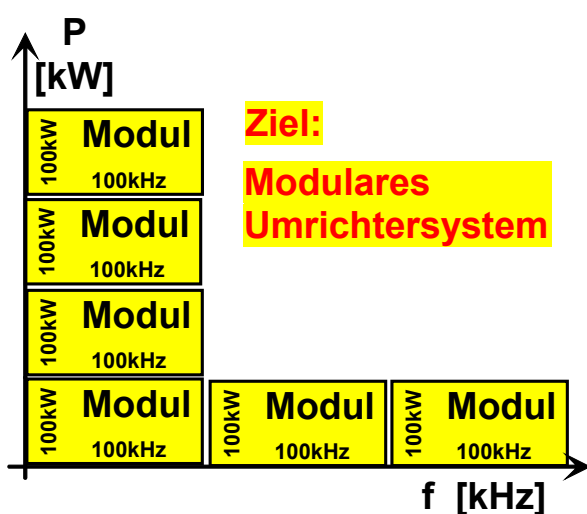


Bild 4.1 Modulares Inverter System [7]

Möglichkeiten eines solchen modularen Systems.

Im vorherigen Kapitel wurde erläutert, welche Arten von Wechselrichtern es gibt und welche für die induktive Erwärmung bei hohen Frequenzen geeignet sind. Der I-Wechselrichter besitzt den Nachteil, dass er rückwärts-sperrende Schalter benötigt (wird in Kapitel 2 diskutiert). Die hier

verwendeten IGBTs sind bisher nicht rückwärtssperrend erhältlich [15], so dass eine Seriodiode verbaut werden muss, was wieder zu zusätzlichen Halbleiter-

verlusten führt. Der I-Wechselrichter scheidet somit für die weiteren Betrachtungen aus.

U-Wechselrichter benötigen keine rückwärtssperrenden Ventile. Es besteht die Möglichkeit, den Schwingkreiswechsel-

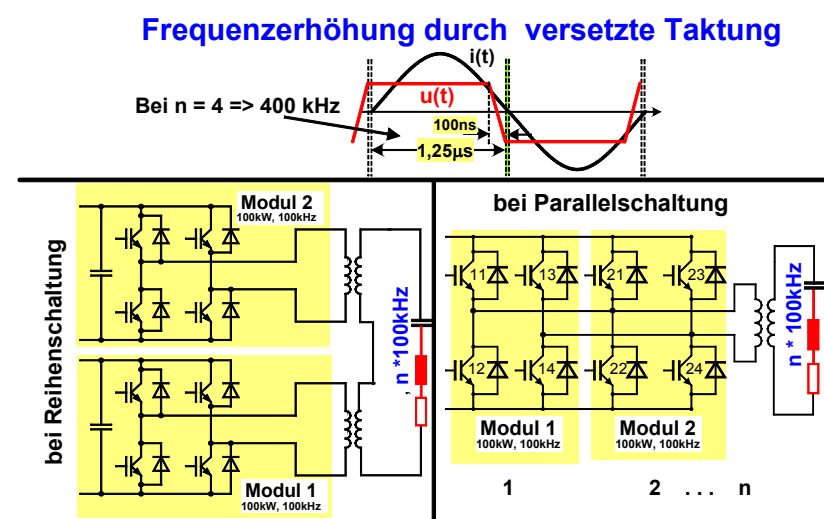


Bild 4.2: Frequenzerhöhung durch versetzte Taktung[7]

richter in Serien- oder in Parallelkompensation zu betreiben. Parallelkompensierte Schwingkreise müssen mit einer Anpasdrossel betrieben werden, so dass hier ein zusätzliches passives Bauelement benötigt wird, das bei einer Reihenkompensation entfallen kann. Aus diesem Grund wird die Reihenkompensation hier bevorzugt ausgewählt.

Verschaltungsmöglichkeiten der Wechselrichtermodule für serienkompensierte U-Wechselrichter sind in Bild 4.2 abgebildet. Die Reihenschaltung der  $n$  Wechselrichter erfordert  $n$  Anpasstransformatoren, die alle primär wie sekundär in Reihe geschaltet sind. Der Materialaufwand gerade bei einer größeren Anzahl von Modulen ist enorm. Jeder Transformator und jedes Wechselrichtermodul ist immer mit dem vollen Primärstrom belastet, was zu entsprechend großen Verlusten führt. Die Reihenschaltung ist zwar möglich, aber offensichtlich in diesem Fall nicht günstig. Bei der Parallelschaltung bestehen diese Probleme nicht. Es wird ferner nur ein Transformator benötigt und ein abgeschaltetes Wechselrichtermodul wird nicht oder nur kaum belastet. Nur die antiparallelen Dioden können beim Kommutierungsvorgang kurzzeitig Strom führen. Falls ein Modul entfernt wird oder hochohmig ausfällt, ist der verbleibende Teil der Anlage weiterhin betriebsbereit.

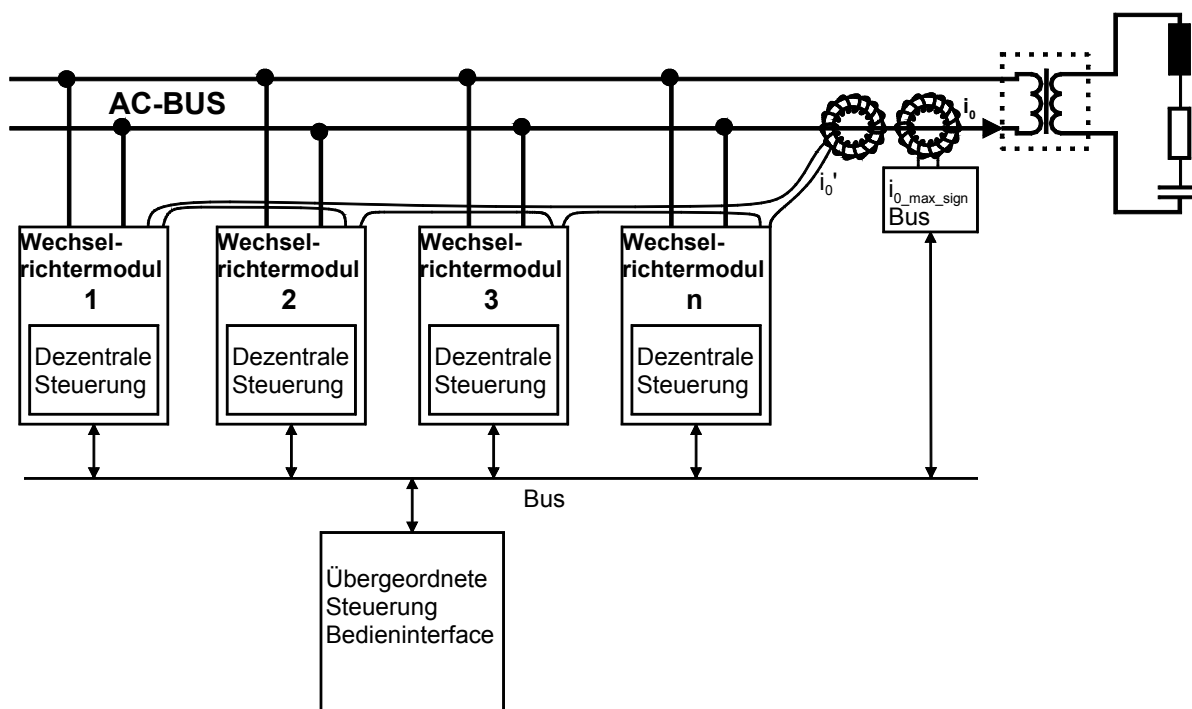


Bild 4.3 Schema einer dezentralen Steuer- und Regeleinheit

## 4.2 Zentraler dezentraler Aufbau der Steuerung

### 4.2.1 Mögliche Topologien

Die Steuersignalgenerierung einzelner klassischer Wechselrichter erfolgt fast ausschließlich zentral von einer Kontrolleinheit. Die Kontrolleinheit wird mit Daten wie z.B. die des Ist-Stroms oder der Phasenlage aus externen Sensoren versorgt und errechnet hieraus die nächsten Schaltzeitpunkte. Die wichtigste Eingangsgröße für den Schwingkreiswechselrichter ist der Zeitpunkt des Stromnulldurchgangs des Wechselrichters. Dieses Signal sollte bei einer Lastresonanzfrequenz in Höhe von 400kHz eine Jittergenauigkeit von besser  $\pm 10$  ns aufweisen. Klassische Bussysteme wie z.B. der CAN-Bus kommen hierbei nicht in Frage. Dieses Signal muss direkt mit einer genau definierten Laufzeit die Kontrolleinheit erreichen. Andere nicht ganz so zeitkritische Eingangsgrößen wie die maximale Amplitude des Wechselrichterausgangsstroms oder mögliche Fehlermeldungen sind für ein Bussystem geeignet. Bei Anlagen aus mehreren parallelgeschalteten Einzelwechselrichtern kann es günstig sein, in jedes dieser Module eine eigene dezentrale Kontrolleinheit zu implementieren. Um die Betriebsart des sequentiellen Pulsens zu erreichen, müssten die einzelnen Kontrolleinheiten miteinander kommunizieren. Dabei müssen zeitlich präzise die einzelnen Schaltzeitpunkte kommuniziert werden. Besonders bei größeren Anlagen ist der Kommunikationsaufwand hoch. Bild 4.3 zeigt eine mögliche dezentrale Architektur. Das zeitkritische Stromsignal  $i_0$  wird durch jedes angeschlossene Modul hindurchgeschleift. Da es sich bei dem Sensor um einen Stromwandler handelt, der wiederum ein dem Primärstrom proportionalen Sekundärstrom einprägt, ist es durch das In-Serie-Schalten der einzelnen Stromwandler in jedem Modul möglich, das Signal absolut synchron in die dezentralen Steuerungen einzuspeisen. Um ein sequentielles Schalten zu ermöglichen, muss ein Token (Umlaufsignal) erzeugt werden, das anzeigt, welches Modul gerade aktiv sein soll. Nach Möglichkeit sollte dieses Token von den dezentralen Steuereinheiten selbstständig generiert werden. Die zeitunkritischen Ausgangsstromregelungssignale werden ebenfalls mit dem Bus übertragen. Die übergeordnete Steuerung hat die Aufgabe, das Start- und Stoppsignal zu erzeugen und den Bus auf mögliche Fehlerrückmeldungen aus den Modulen zu überwachen. Die Verdrahtung gerade bei einer großen Anzahl von Wechselrichtermodulen kann aufwendig und fehleranfällig werden. Die genaue



Synchronisation der dezentralen Wechselrichtermodule gerade im Fall einer sich ändernden Resonanz- und damit Schaltfrequenz benötigt ein ausgeklügeltes schnelles Synchronisationskonzept, das über den Bus abgewickelt werden muss. Bei Ausfall eines Wechselrichtermoduls ist es möglich, das defekte Modul selektiv abzuschalten. Der häufigste Modulfehler ist sicherlich der Ausfall einzelner IGBTs. Dieses kann mit oder ohne mechanische Zerstörung der gesamten IGBT Halbbrücke geschehen. Bleibt die isolierende Silikonschicht erhalten und äußert sich der Fehler durch einen Unterbruch, kann das defekte Wechselrichtermodul passiv mitlaufen. Liegt ein Unterbruch vor und wird die Silikonschicht beschädigt, kann es innerhalb der IGBT-Halbbrücke zu Kurzschlüssen kommen. Kommt es aber zu einem eher unwahrscheinlichen Kurzschluss, kann die Anlage nicht weiter betrieben werden und muss abgeschaltet werden. Eine Möglichkeit wäre, ein jedes Wechselrichtermodul einzeln durch Schütze zu trennen. Damit wird die Anlage aber mechanisch und kostenmäßig sehr aufwendig, so dass auf diese Möglichkeit verzichtet wird, zumal jedes Schütz auch die Modulinduktivitäten unerwünscht erhöhen würde. In einer Vielzahl der Fehlerfälle würde sich die Verfügbarkeit des Systems somit nicht erhöhen.

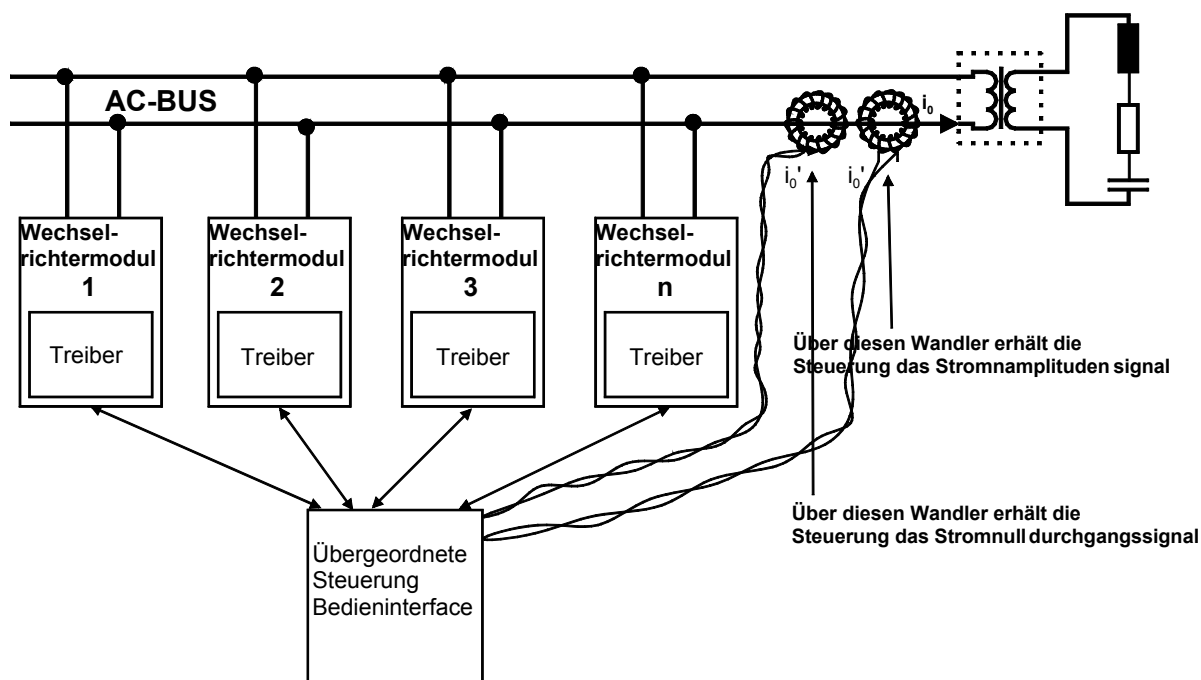


Bild 4.4 Schema einer zentralen Steuer- und Releinheit

Ein zentrales System benötigt nur genau eine Verbindung zum Stromnulldurchgangssensor. Die Synchronisation der einzelnen Wechselrichter ist einfacher und sicherer möglich als im dezentralen Fall. Es erspart die aufwendige Buskommunikation zwischen den einzelnen Wechselrichtermodulen und ist deutlich billiger als eine dezentrale Lösung, wo jedes Wechselrichtermodul über entsprechende Intelligenz verfügt. Fällt die zentrale Controlplatine aus, ist es möglich, diese durch wenige Handgriffe zu wechseln. Fällt ein Wechselrichtermodul durch einen IGBT-Schaden aus, kann es bei einem Unterbruch und sonstiger Isolationsunversehrtheit wie beim dezentralen System passiv weiter betrieben werden. Es ist auch hierbei möglich, ein entsprechendes Reservemodul in der Schaltung betriebsbereit vorzuhalten. Insgesamt ist das Konzept weniger aufwendig als beim dezentralen System. Bild 4.4 zeigt die hier verwendete Topologie. Die Module bestehen aus IGBTs und einfachen, aber leistungsfähigen Treibern. Die Kosten pro Modul sind günstiger als bei der aufwendigen dezentralen Variante. Angesteuert werden die Treiber über Lichtwellenleiter, die aus Signallaufzeitgründen eine identische Länge aufweisen sollen. Durch die Lichtwellenleiterverbindungen wird die EMV-Anfälligkeit und somit die Störunempfindlichkeit verbessert.

#### **4.2.2 Vor- und Nachteile**

In Rahmen dieser Arbeit soll ein Teststand entwickelt und aufgebaut werden, der die Machbarkeit, das Schaltverhalten und den Vorteil des sequentiellen Schaltens erforscht. Es wurde ein Teststand in Betrieb genommen, der aus 2 Modulen besteht aber für bis zu 4 Module ausgelegt ist. Ein zentrales System ist in diesem Fall die sicherere Methode, genaue Gateimpulse ohne zeitliche Jittereffekte zu generieren. Aus diesem Grund wurde die Steuerung des Wechselrichters zentral aufgebaut. Bei niedrigerer Resonanzfrequenz und parallelem Betrieb, bei dem der Laststrom in jeder Periode auf die einzelnen Module gleichmäßig aufgeteilt wird, ist die dezentrale Variante sicherlich eine interessante Alternative [17]. Die Gatesignale werden hierbei aus den Ausgangsspannungen und dem Ausgangsstrom eines jeden Moduls generiert. In jedem Modul sind alle benötigten Sensoren integriert. Bei dem sequentiellen Schalten steht das zeitkritische Laststromsignal  $i_0$  nur als Summenstromsignal aller Module extern zur Verfügung. Die zentrale Lösung ist in diesem Fall günstiger.

<b>Dezentrales System</b>	<b>Zentrales System</b>
<b>Vorteile</b>	<b>Vorteile</b>
Fällt ein Modul oder IGBT aus kann die Anlage je nach Art des Fehlers weiter betrieben werden	Schnelle hochgenaue Gatesignalgenerierung  Einfachere Modulelektronik (kein schneller Bus nötig)  Bei Ausfall einzelner Module oder IGBTs ist der Betrieb weiterhin möglich (je nach Art des Fehlers)
<b>Nachteile</b>	<b>Nachteile</b>
Aufwendige Treiber- und Kommunikationsschaltung  Zeitlich hochgenaue Buskommunikation zur Synchronisation erforderlich  Stromnulldurchgangssignal wird durch jedes Modul durchgeschleift	Ausfall des zentralen Controlboards ergibt einen Ausfall der gesamten Anlage  Verkabelung der Lichtwellenleiter bei großen Anlagen aufwendig

Tabelle 4.1 Vor- und Nachteile der dezentalen- und zentralen Wechselrichtertopologie

### 4.3 Besondere Probleme beim modularen Aufbau

Der modulare Aufbau wird angewendet, um eine Vielzahl von Frequenz und Leistungsbereichen abzudecken und um ein leichtes Austauschen der einzelnen Vollbrückenmodule zu gewährleisten. Im klassischen Leistungsteilaufbau werden Zwischenkreiskondensatoren und Leistungsschalter so nahe und kompakt wie möglich zueinandergruppiert, um schädliche Streuinduktivitäten zu minimieren. Die leitenden Verbindungen bestehen aus Kupferblechen, die übereinandergelegt werden und durch dünne Isolationsschichten voneinander getrennt werden. Die Leistungshalbleiter liegen zwischen den Kupferblechen und den Kühlkörpern. Um einen Leistungshalbleiter zu prüfen oder auszutauschen, muss häufig die gesamte Kupferblechverplattung zerlegt werden. Bei einer bestehenden Anlage kommen in einem Schadensfall schnell mehrere Stunden Ausfallzeiten zusammen. Es ist wünschenswert, dass dieser Austausch mit Hilfe standardisierter Vollbrückenmodule



Kondensatoren sind Kondensatoren für hohe Impulsbelastungen, die als Dielektrikum Polypropylen verwenden [18]. Sie besitzen ein hohes

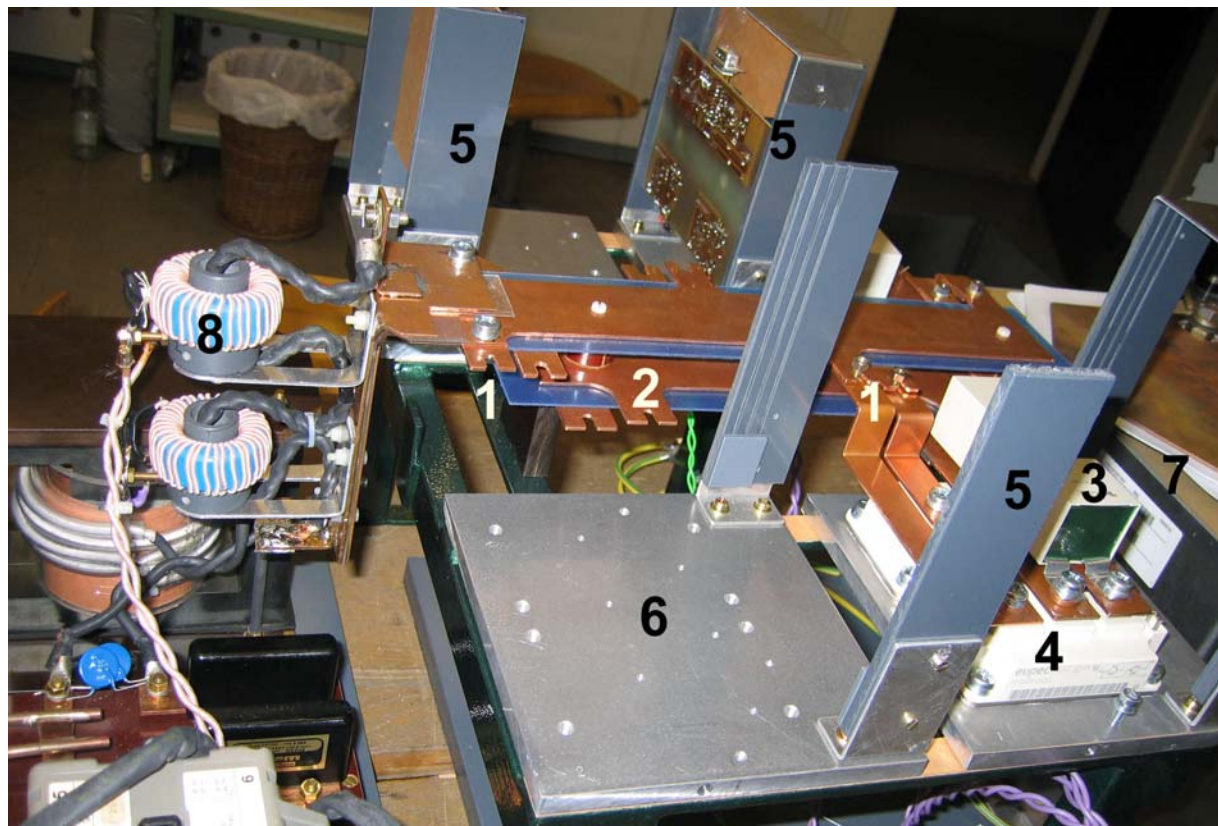
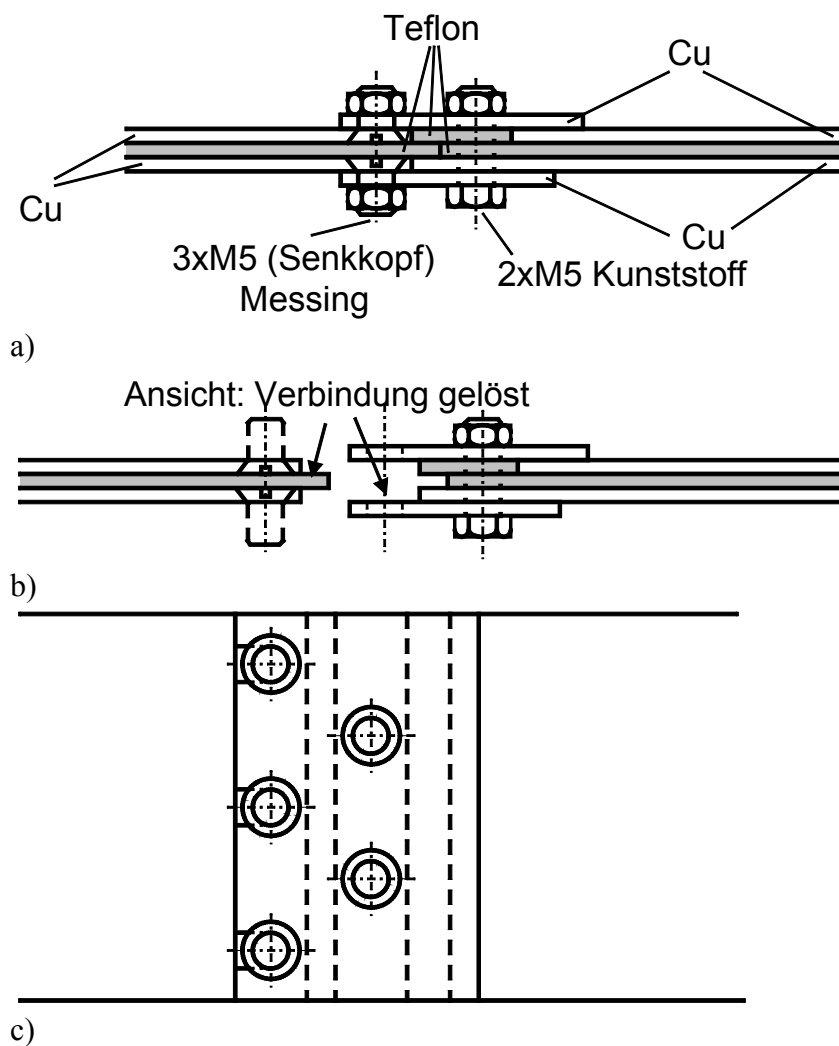


Bild 4.6 Bild der modularen Schwingkreiswechselrichterstruktur

- |                               |  |
|-------------------------------|--|
| 1: AC-Bus                     | 2: DC-Bus                                |
| 3: MKP-Snubberkondensator     | 4: IGBT Modul                            |
| 5: Halterung für IGBT-Treiber | 6: Modulgrundplatte (Kühlkörper)         |
| 7: Zwischenkreiskondensator   | 8: Schwingkreis, Stromsensoren und Trafo |

Regenerierungsvermögen und haben einen negativen Temperaturkoeffizienten. Der Innenwiderstand ist niedrig. Diese Eigenschaften machen sie zu einem guten Stützkondensator, der im ersten Moment der Schalthandlung wirkt und die durch die Streuinduktivitäten bedingten Belastungen wirksam verringert.



c)  
Bild 4.7 Prinzip eines niederinduktiven Schraubenschnellverschlusses

Die Anbindung der einzelnen Wechselrichtermodule sollte insbesondere beim DC-Bus so niederinduktiv wie möglich geschehen. Bild 4.7 zeigt eine schnell lösbare niederinduktive Plattenverschraubung. In Bild 4.7a und b erkennt man Senkkopfschrauben, die in das weiß abgebildete Kupferblech eingelötet werden. Der +Pol liegt dabei oben und der –Pol unten. Zur Isolation werden 1 mm starke Teflonplatten (grau) verwendet. Bild c zeigt die Draufsicht von oben auf diesen Verschluss. Die linken Schrauben sind die in das Kupferblech eingelassenen Messingschrauben und stellen eine leitfähige Verbindung her. Die rechten durchgängigen Schrauben müssen aus nichtleitfähigem Material hergestellt werden und dienen der mechanischen Festigkeit im nicht verbundenen Zustand. Fertigungstechnisch ist diese Lösung allerdings sehr aufwendig und bei Verwendung von schnellen Abblockkondensatoren kann auf eine etwas einfachere Verschraubung ohne fertigungstechnische Herausforderung zurückgegriffen werden (Bild 4.6). Beim Aufbau des Wechselrichtersystems wurde sich für aus Bild 4.6 entschieden.



Bild 4.8 zeigt und beschreibt ein einzelnes Wechselrichtermodul, dass so komplett ausgetauscht werden kann.

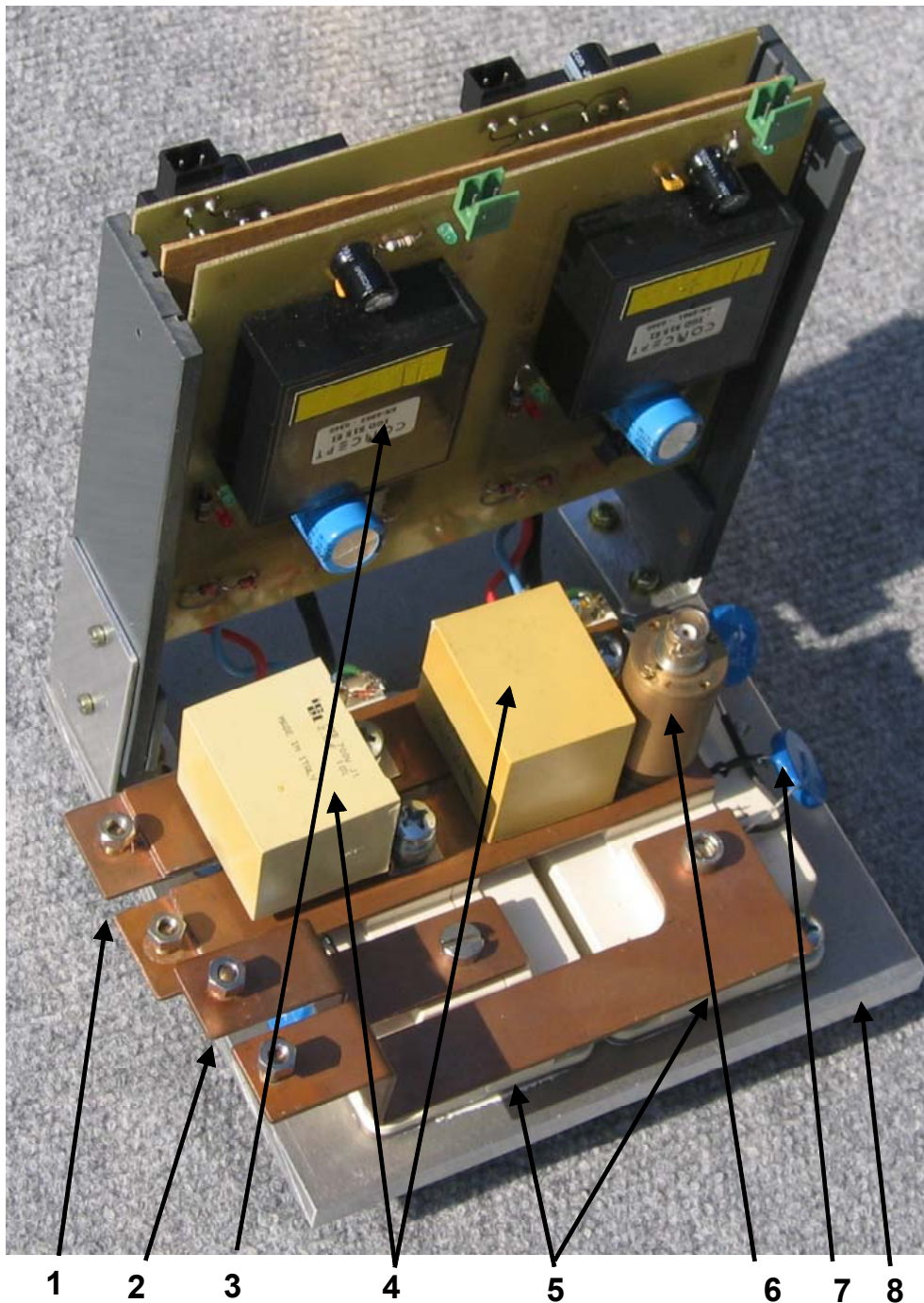


Bild 4.8 Wechselrichtermodul

- 1: DC-Anschluss zum Spannungszwischenkreis, DC-Bus
- 2: AC-Anschluss, AC-Bus
- 3: Treibermodule mit Peripherie
- 4: Snubberkondensatoren 2,5  $\mu\text{F}$
- 5: IGBT Module
- 6: Niederinduktiver Strommessshunt (im Normalbetrieb nicht nötig, zur Ermittlung der Kollektorstrombelastung)
- 7: Varistoren über den einzelnen IGBTs
- 8: Beheizbare Grundplatte

## 5 Modellierung des Schaltverhaltens des IGBTs

Modelle und Simulationen werden verwendet, wenn analysiert werden soll, wie sich eine Schaltung oder einzelne Bauelemente unter bestimmten Bedingungen verhalten. Dabei muss zwischen einer Schaltungssimulation und einer Bauelementesimulation unterschieden werden.

Mit Schaltungssimulationen lassen sich z.B. allgemeine Regelstrategien entwickeln, ohne dabei besonders auf die Leistungshalbleiter oder parasitäre Bauelemente einzugehen. Diese werden in dieser abstrakten Weise oft als ideal betrachtet. Es wird hierbei oft in Abhängigkeit von der gewünschten Zeitauflösung und der simulierten Zeit über einige hunderttausend bis zu vielen Millionen Schaltspielen simuliert.

Bauelementesimulationen sind weitaus detailreicher. Die Untersuchung von parasitären Effekten, Schaltzeiten oder Schalt- und Durchlassverlusten stehen im Vordergrund. Die Simulationszeit beträgt oft nur wenige Schaltspiele, die aber durch Wahl kleiner Zeitschritte besonders detailreich durchsimuliert werden.

Aus Kostengründen sollte vor dem teuren Aufbau einer Schaltung erst ein Modell erstellt und dieses simuliert werden, um teure Nachentwicklungen bei Unzulänglichkeiten zu vermeiden. Hierzu reichen oft einfache Modelle aus. Sollen jedoch bestimmte Effekte (Kurzschlüsse, Variation der Gatewiderstände, Temperaturen, parasitäre Elemente oder verschiedene Halbleiter) simuliert werden, reichen einfache Modelle in der Regel nicht mehr aus. Manche Halbleiterhersteller publizieren Modelle ihrer eigenen Halbleiter für verschiedene Simulationsprogramme, was die Entwicklungszeit deutlich verkürzen kann. Simulationen können mitunter Geld und viel Entwicklungszeit sparen.

In dieser Arbeit wird nach einem Modell gesucht, das einfach mit Hilfe der Datenblattangaben oder einfacher Messungen parametrierbar ist und für die Untersuchung vieler Schaltspiele geeignet ist.

### 5.1 Übersicht über die Modellarten

Um eine neue Schaltung oder ein neues Steuerverfahren auf seine Funktion zu testen, reicht in der Regel ein Halbleitermodell auf Systemlevel aus. Das heißt, die Schalteigenschaften von Leistungshalbleitern werden nicht oder nur rudimentär berücksichtigt. Im einfachsten Fall ersetzt man den Halbleiterschalter durch ideale Schalter, die mit Hilfe von Steuerbefehlen direkt angesteuert werden können. Etwas



realitätsnäher wird die Nachbildung, wenn mit einem Serienwiderstand und einer die Flussspannung nachbildenden Spannungsquelle gearbeitet wird. Hierdurch lassen sich Aussagen zu Durchlassverlusten treffen, die aber nicht die tatsächlichen Verluste widerspiegeln, sondern nur eine grobe Abschätzung ohne Schaltverluste zulassen. Geht man davon aus, dass sich die Strom- und Spannungsrampen beim Schalten linear verhalten, lässt sich ein einfaches Verlustleistungsmodell entwickeln.

$$E_{ON} \approx E_{ON,N} \cdot \frac{I_C}{I_{C,N}} \cdot \frac{V_{CE}}{V_{CE,N}} \quad (5.1)$$

$$E_{OFF} \approx E_{OFF,N} \cdot \frac{I_C}{I_{C,N}} \cdot \frac{V_{CE}}{V_{CE,N}} \quad (5.2)$$

Dabei wird beim Einschalten (Gleichung 5.1) für  $I_C$  der Strom eingesetzt, der sich kurz nach dem Schaltvorgang (etwa 5  $\mu$ s danach) im Schalter einstellt und für  $V_{CE}$  die Spannung kurz vor dem Einschalten. Beim Ausschalten (Gleichung 5.2) wird für  $V_{CE}$  die Spannung eingesetzt, die sich kurz nach dem Schaltvorgang (etwa 5  $\mu$ s danach) über dem Schalter einstellt und für  $I_C$  der Strom kurz vor dem Ausschalten. Über einen geeigneten Tiefpass werden die jeweils ermittelten Verlustenergien unter Berücksichtigung der Frequenz in Leistungen umgerechnet und auf die Durchlassverlustleistungen aufaddiert.

Der Nachteil des hier vorgestellten Verfahrens ist allerdings, dass es vom nichtidealen Schalter keinerlei Rückwirkungen auf das System gibt und davon ausgegangen wird, dass es sich um ein hartes Schalten handelt. So werden die z.B. beim Einschalten üblichen Stromspitzen in den Leistungsschaltern, die vom Reverse Recovery Verhalten der vorher stromführenden Diode herrühren, stark vereinfacht. In den meisten Anwendungsfällen wird es ausreichen, wenn die Verlustleistung mit einem Sicherheitszuschlag von 1,5 kalkuliert wird. Weitaus ungünstiger können die Simulationsergebnisse ausfallen, wenn man z. B. die Höhe der Spannungsspitze beim Ausschalten zwischen dem Kollektor- und dem Emitteranschluss des Leistungshalbleiters aufgrund der parasitären Induktivitäten ermitteln möchte. Ohne eine genaue Analyse des Schaltvorgangs sind diese Werte nicht ermittelbar. Die Funktionalität eines solch einfachen Modells ist also stark begrenzt und genügt nicht höheren Ansprüchen.

Einen Überblick über die verschiedenen Modellarten bietet [60].

### 5.1.1 Physikalisches Halbleitermodell

Physikalische Halbleitermodelle basieren auf den Poisson-, Transport- und Kontinuitätsgleichungen. Üblich sind dabei zwei verschiedene Ansätze, der Lumped Charge Ansatz und die numerische Feldberechnung, die aufgrund komplexer mathematischer Zusammenhänge meist eindimensional berechnet wird [16]. Gemeinsam ist bei beiden Methoden der große Rechenzeitbedarf für eine einzelne Schalthandlung. Werden Schaltfolgen von vielen gleichzeitig betriebenen Halbleitern simuliert, steigt der Rechenzeitbedarf stark an. Es sind Kenntnisse über die genaue Geometrie und Dotierungsdichten nötig, um ein physikalisches Halbleitermodell genau zu parametrieren. Diese Daten sind in den Datenblättern regelmäßig nicht enthalten und sind somit für den Schaltungsentwickler nicht ohne sehr großen Aufwand verfügbar. Der Vorteil dieser Simulationsart ist die zu erwartende gute Genauigkeit besonders bei bipolaren Bauelementen. Bei der numerischen Methode ist die mögliche Genauigkeit noch etwas größer [23]. Insgesamt bewertet kann man sagen, dass die physikalischen Halbleitermodelle eher geeignet sind, einen Halbleiter, dessen Daten man kennt, zu optimieren und dass man das Modell aufgrund der komplexen Berechnung nicht in größere Netzwerke von Halbleitern einbinden sollte, die über längere Perioden untersucht werden sollen. Ein solches Modell scheint für die hier behandelte Aufgabe nicht oder nur mit Einschränkungen geeignet zu sein. [65] beschreibt einen numerischen zweidimensionalen Ansatz der IGBT-Bauelementesimulation, auf den jetzt nicht weiter eingegangen wird.

### 5.1.2 Verhaltensabbildendes Modell

Das verhaltensbeschreibende Modell verzichtet auf die physikalisch korrekte Halbleiternachbildung. Es wird vielmehr analysiert, welche Eingangs- und Ausgangsgrößen welche Wirkungen hervorrufen. Dabei muss das Verhalten des beschriebenen Modells grundsätzlich klar sein und in Ersatzschaltbilder gefasst werden können. Parametrisiert werden diese Ersatzschaltbilder durch leicht zugängliche Daten des Datenblattes oder aus Ergebnissen vergleichsweise einfacher eigener Messungen. Wird festgestellt, dass das zuvor benutzte Modell nicht alle Eigenschaften abbildet, kann das Ersatzschaltbild leicht um weitere Details erweitert werden. Dabei ist es oftmals ausreichend, die Daten als ein- oder zweidimensionale Tabellen abzulegen und zu nutzen. Es ist somit keine aufwendige

mathematische Beschreibung erforderlich. So braucht z.B. die Ausgangskennlinie nur als Wertepaar zur Verfügung zu stehen ( $V_{CE} = f(I_C)$ ). Aufgrund des nicht immer berücksichtigten physikalischen Bezugs ist diese Simulationsmethode ungenauer als die des physikalischen Modells. Für Abschätzungen der zu erwartenden Verlustleistungen und parasitärer Effekte ist diese Modellform allerdings geeignet. Die Berechnungen sind einfacher und schneller als die der physikalischen Modelle und somit ist diese Methode auch geeignet, komplexe geregelte Schaltungen mit vielen Halbleitern in endlicher Zeit zu simulieren.

Halbleiterhersteller bieten teilweise fertige Halbleitermodelle für gängige Simulationswerkzeuge an. Diese Modelle sind oftmals gegen eine Rückentwicklung geschützt, indem ein nichteditierbarer Makrobaustein verwendet wird. Der Nutzer kann dieses Modell nicht analysieren oder verändern. Da die Hauptapplikation eines Leistungshalbleiters in den meisten Fällen ein hartes Schalten ist, werden die Modelle auf diese Schaltungsart optimiert. Für den hier behandelten IGBT FF200R12KS4 von der Firma Eupec lag ein solches herstellergeneriertes Modell leider nicht für das Simulationsprogramm Simplorer 6.0 vor.

Oftmals bieten Simulationswerkzeuge eigene Modelleditoren an, die nur noch mit Datenblattangaben ergänzt werden müssen. Diese Möglichkeit ist gerade für den ungeübten Nutzer sehr verlockend, allerdings kommt es oft zu Fehlern, in der Art, dass der Modelleditor die Daten aus den Datenblättern nicht zu einem brauchbaren Modell zusammenfitten kann. Die internen Vorgänge und die genaue Modellbeschreibung bleiben oft verborgen und der Nutzer hat keine Möglichkeit, auf das Ersatzschaltbild gezielt Einfluss zu nehmen, sondern muss über das Verändern, Probieren und mit dem wirklichen Schaltvorgang Vergleichen aufwendig Einfluss nehmen. In der einfachen Parameterabfrage steckt ein weiterer Schwachpunkt. Dieses Modell ist von seinem Aufbau her bis auf die Parameter starr und kann nicht grundsätzlich im Aufbau verändert werden. Im Rahmen dieser Arbeit wurde ein verhaltensabbildendes Modell eines Modelleditors mit einem selbstparametrisierten und einem offen angepassten verhaltensbeschreibenden Modell verglichen. Die Entwicklungsumgebung des entwicklungsumgebungseigenen Modelleditors ist PSpice 9.2. Das offene Halbleitermodell basiert auf einer vorangegangenen Dissertation [4],[5] und wurde um den besonders im weichen Schalten wichtigen Leitfähigkeitsmodulationseffekt erweitert. Als Simulationsumgebung wurde Simplorer 6.0 gewählt.

## 5.2 Modellarten

### 5.2.1 PSpice

PSpice ist ein in der Schaltungssimulation recht verbreitetes Simulationsprogramm. Einzelne Schaltungen ohne komplexe Regelungen lassen sich relativ einfach gestalten, indem zeitabhängige Spannungsquellen als Steuersignal der Halbleiter verwendet werden. Aufwendige Regelungen oder häufig verwendete State Machines lassen sich nur mit sehr großem Aufwand oder gar nicht realisieren. Gerade bei Schwingkreiswechselrichtern muss jedoch die Systemantwort in einer Gatesignal- oder Frequenzregelung berücksichtigt werden. Theoretisch hätte man die Möglichkeit, sich diese Regelungen aus Operationsverstärkern oder anderen in der Bauelementebibliothek gespeicherten integrierten Schaltkreisen zusammen zu synthetisieren. Auf diese aufwendige Maßnahme wurde hier bewusst verzichtet. Stattdessen wurde als Steuersignal der IGBTs ein periodisches Rechtecksignal genutzt, das dem Pulsmuster entspricht, welches in einem eingeschwungenen Schwingkreiswechselrichter an den Gateanschlüssen anliegen würde. Dynamische Prozesse, wie z.B. eine Lastinduktivitätsveränderung und eine damit einhergehende Resonanzfrequenzänderung sind nicht möglich. Die Signalgenerierung für den hart-schaltenden Betrieb ist wesentlich einfacher. Hierbei wurde auf die klassische Tiefsetzstellerarchitektur zurückgegriffen. Es wurde ein sogenannter Doppelimpuls verwendet, der das Aus- und Einschalten mit dem gewünschten Strom sicherstellt. Nicht als Modell in der Bibliothek abgelegte elektronische Bauelemente können mit dem sogenannten Modelleditor erzeugt werden. Dabei werden Daten des IGBTs zur Fallzeit, zur Gateladung, zur Sättigungskennlinie und zur Transferkennlinie in den Editor eingegeben. Bei der Diode handelt es sich um Daten zum Vorwärtsstrom, zum Sperrbetrieb, zum Rückwärtsdurchbruch und zur Sperrerholzeit. Unterscheidungen von Trench- oder Planartypen und NPT oder PT werden nicht angeboten, obwohl die Schalteigenschaften Unterschiede aufweisen. Als Beispiel sei hierbei der Tailstrom beim Ausschalten genannt. Er ist bei PT-IGBTs größer aber kürzer als bei NPT-IGBTs [37]. Für eine genaue Schaltspielanalyse ist der Tailstrom ein wichtiger Parameter, der gerade bei der Abschätzung der Verlustleistungen berücksichtigt werden sollte.

## 5.2.2 Das verhaltensbeschreibende Modell

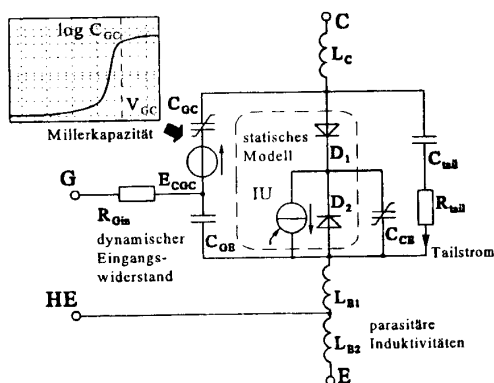


Bild 5.1 Wintrich Modell [4]

weitergeschaltet wird, sobald der Wert einer beliebigen vom Anwender festgelegten Variablen oder einer Systemgröße einen bestimmten Wert erreicht, über- oder unterschreitet. Simplorer 6.0 verfügt über einen internen Bauelementeditor, der auf System- oder auf Bauelementelevel parametrierbar ist. Das Systemlevel konnte für die hier folgenden Untersuchungen nicht verwendet werden, da dieses Modell zu abstrakt für die weiteren Untersuchungen ist. Das Bauelementelevel lässt 4 verschiedene Abstraktionsgrade zu. Zu Grunde liegt das MOSFET und PNP-Transistor Modell ähnlich Bild 3.3. Die Parametrierung erwies sich allerdings als schwierig, so dass von dieser Möglichkeit abgesehen wurde.

Stattdessen wurde ein verhaltensabbildendes Modell von Wintrich [4] verwendet.

Bild 5.1 zeigt das Schaltbild des Wintrich Modells.

An dieser Stelle soll kurz die Funktion des Modells verdeutlicht werden, eine Parametrierung erfolgt später. Die Gate-Emitterspannung liegt an der RC Kombination  $R_{Gin}$  und  $C_{GE}$  an (unter Vernachlässigung der Modulinduktivität  $L_{E1}$ ).  $R_{Gin}$  bildet den modulinternen Gatewiderstand nach. Die Spannung über der Kapazität  $C_{GE}$  wird zur Steuerung der MOS-Struktur verwendet, die aber nicht separat zu dem Bipolartransistor als Modell abgebildet wird. Bei diesem verhaltensabbildenden Modell wird vielmehr nur die Gesamtwirkung abgebildet, ohne auf die einzelnen Anteile separat einzugehen. Dabei wird die Transferkennlinie  $I_C(V_{GE})$  durch die gesteuerte Stromquelle IU (Bild 5.1) nachgebildet. Parallel zu dieser Stromquelle wird eine antiparallele ideale Diode  $D_2$  geschaltet, um den überschüssigen Stromquellenstrom, wenn er nicht von der Last aufgenommen werden kann, abzuführen. Die Ausgangskennlinie  $V_{CE}(I_C)$  wird durch die Diode  $D_1$  erzeugt. Diese Diode ist nicht ideal, sondern sie wird durch die in den Datenblättern angegebene

Simplorer 6 ist weitaus mehr als ein klassisches Schaltungssimulationsprogramm. Es ist in der Lage, ganze elektrische und mechanische Systeme mitsamt ihrer Regelung nachzubilden. So sind z.B. analoge oder zeitdiskrete Regelungen und Statemachines einfach zu implementieren. So lassen sich z.B. die Weiterschaltbedingungen einer Statemachine derart gestalten, dass

Ausgangskennlinie parametrisiert. Eine weitere RC Kombination erzeugt den beim Abschalten entstehenden Tailstrom ( $R_{Tail}$  und  $C_{Tail}$ ). Die spannungsabhängige Kapazität  $C_{GC}$  ist zur Simulation dynamischer Vorgänge unerlässlich und beeinflusst das Ein- und Ausschalten des IGBTs (Beschreibung in Kapitel 3). Bei Wintrich wurde die Kapazität  $C_{GC}$  durch eine Kapazität und eine Spannungsquelle in Reihe modelliert. Durch die inzwischen mögliche Parametrierung durch Wertepaare  $C_{GC}(V_{GC})$  kann auf dieses etwas aufwendigere Verfahren verzichtet werden. Die Modulinduktivitäten  $L_C$ ,  $L_{E1}$  und  $L_{E2}$  werden von Wintrich noch weiter im Detail betrachtet und verwendet. Da die Induktivitäten im Bereich von einigen nH liegen, ist die Messung der einzelnen Teilinduktivitäten aufwendig und wurde nachfolgend vereinfacht auf eine zweigeteilte Streuinduktivität  $L_{CE}/2$ . Den Leitfähigkeitsmodulationseffekt berücksichtigt das hier vorgestellte Wintrich Modell nicht. Die Berücksichtigung dieses Effekts ist besonders wichtig bei weichem und schnellem Schalten. Beim harten Schalten kann dieser Effekt oftmals vernachlässigt werden oder einfachstenfalls durch eine zusätzliche Induktivität im Kollektorzweig simuliert werden. Aus diesem Grund wurde das Wintrich Modell um diese Eigenschaft erweitert.

### 5.2.3 Das erweiterte verhaltensbeschreibende Modell

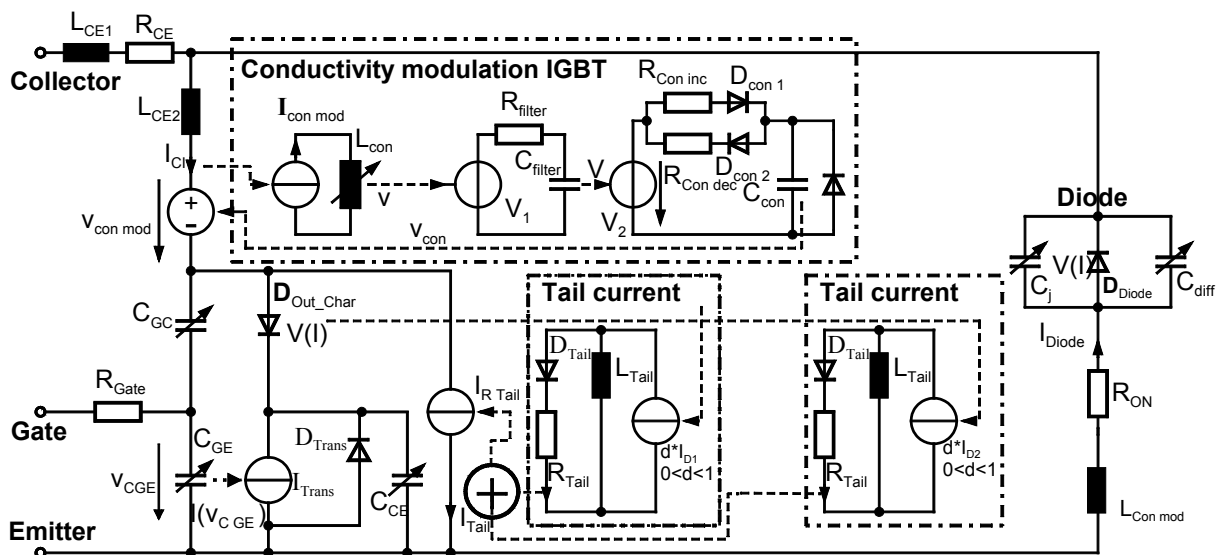


Bild 5.2 Erweitertes Netzwerkmodell nach Wintrich

Abbildung 5.2 zeigt das hier verwendete IGBT und Diodenmodell. Die spannungsgesteuerte Stromquelle  $I_{\text{Trans}}$  verkörpert wie im Wintrich Modell die Transferkennlinie und die nicht ideale Diode  $D_{\text{Out\_Char}}$  die Ausgangscharakteristik. Die spannungsabhängige Kapazität  $C_{\text{GC}}$  wird im Gegensatz zu Bild 5.1 durch eine diskrete spannungsabhängige Kapazität ersetzt.

Den Einfluss des Leittfähigkeitsmodulationseffekts gibt die Spannungsquelle  $V_{\text{con mod}}$  wieder. Dabei wird der Strom  $I_{\text{Cl}}$  in die Stromquelle  $I_{\text{con mod}}$  des Hilfsnetzwerks „Conductivity modulation IGBT“ eingeprägt. Diese Stromquelle wirkt auf eine nichtlineare Induktivität  $L_{\text{con}}$ , deren Spannungsabfall  $V_{L \text{ con}}$  durch einen Tiefpassfilter erster Ordnung, bestehend aus  $R_{\text{filter}}$  und  $C_{\text{filter}}$ , geglättet wird. Die Zeitkonstante dieses Filters wurde mit 50 ns ausgelegt. Dieser Tiefpass hat sich als notwendig erwiesen, um hochfrequenten Schwingungen entgegenzuwirken. Die Kondensatorspannung  $V_{\text{Cfilter}}$  lädt beziehungsweise entlädt den Kondensator  $C_{\text{con}}$  über die Widerstände  $R_{\text{Con inc}}$  und  $R_{\text{Con dec}}$ . Die Diode parallel zum Kondensator  $C_{\text{Con}}$  verhindert, dass die Spannung  $V_{\text{con mod}}$  negative Werte annehmen kann. Die Aufteilung in Lade- und Entladewiderstand ( $R_{\text{Con inc}}$  und  $R_{\text{Con dec}}$ ) ist nötig, da später gezeigt wird, dass das Auf- und Abschwelen der zusätzlichen Spannung des Leittfähigkeitsmodulationseffekts mit verschiedenen Zeitkonstanten geschieht. Die genaue Parametrierung folgt im nächsten Abschnitt.

Für die Nachbildung des Tailstroms wurden zwei sich überlagernde Anteile mit verschiedenen Zeitkonstanten und Anteilen am Gesamtkollektorstrom erzeugt. Diese physikalisch nicht korrekte Darstellung ist nötig geworden, da die Verlustanteile nach dem Ausschalten beim weichen Schalten mit nur einer Tailstromkomponente nicht mit den Messergebnissen in Einklang zu bringen waren. Auf diese Problematik wird später in diesem Kapitel noch detaillierter eingegangen.

Die dem IGBT antiparallele Siliziumdiode wird durch das klassische Diodenmodell, bestehend aus idealer Diode  $D_{\text{Diode}}$ , der Sperrschichtkapazität  $C_j$ , der Diffusionskapazität  $C_{\text{diff}}$  und dem Bahnwiderstand  $R_{\text{ON}}$  nachgebildet. Zusätzlich hierzu kann noch der Spannungsanteil des Leittfähigkeitsmodulationseffekts durch die Induktivität  $L_{\text{Con mod}}$  berücksichtigt werden.

## 5.3 Modellierung und Parameteridentifikation des Netzwerkmodells

### 5.3.1 Statisches Netzwerkmodell

Die für das statische Netzwerkmodell notwendigen Daten sind aus dem Datenblatt [8] des IGBTs entnommen. Dazu gehören die folgenden Daten:

Transferkennlinie $I_{CI}=f(V_{GE})$	=>	$I_{Trans}$
Ausgangskennlinie $I_{CI}=f(V_{CE})$ bei $V_{GE}=15V$	=>	$D_{out\ char}$
Diodenkennlinie $I_F=f(V_F)$	=>	$R_{ON}$

Die Kennlinien werden jeweils durch Datenpaare implementiert. Simplorer 6.0 bietet die Möglichkeit, diese Wertepaare direkt einzugeben. Die Zwischenschritte werden dabei linear interpoliert. Dabei ist darauf zu achten, dass der Beginn und das Ende einer Datenreihe alle auftretenden Werte einschließen (auch im Einschwingvorgang

	$V_F$	$I_F$
1 Anfangswert	-100000V	-10A
2	-1200V	-1mA
...	...	...
n-1	2,5V	400A
n Schlusswert	10000V	10000A

Tabelle 5.3 Beispiel einer günstigen Parametrierung einer Diodenkennlinie

oder beim Start der Simulation), da ansonsten z.B. einer Flussspannung ein nicht definierter Diodenstrom zugewiesen wird und der Strom somit kurzzeitig unendliche Werte annehmen kann, was schnell zu weiteren Fehlern führt. Es hat sich als günstig erwiesen, z.B. der Diodenkennlinie kleine und große Wertepaare voranzustellen

beziehungsweise die Wertepaare damit abzuschließen (Tabelle 5.3).

### 5.3.2. Dynamisches Netzwerkmodell

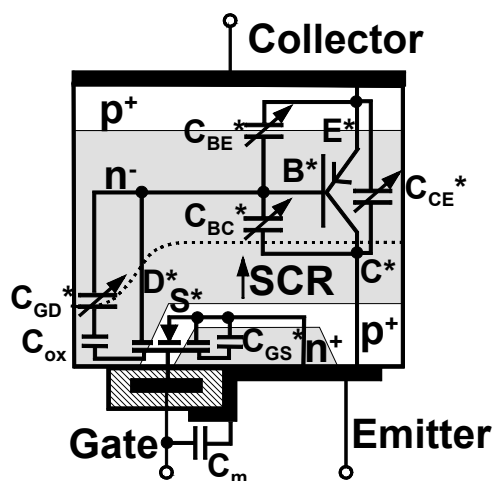


Bild 5.4 Ersatzschaltbild der Halbleiterstruktur (SCR = Raumladungszone)

Das dynamische Verhalten des IGBTs wird hauptsächlich von den Kapazitäten und Induktivitäten dominiert. Bild 5.4 [4] gibt einen Überblick über die im IGBT auftretenden Kapazitäten. Die Gate-Emitterkapazität  $C_{GE}$  ist eine Parallelschaltung der Kapazitäten des Gehäuses  $C_m$  und  $C_{GS}$ .  $C_{GS}$  wird durch die Geometrie der Halbleiterstruktur bestimmt und kann als konstant angenommen werden, falls gilt  $V_{GE} > 0$ . Für den Fall, dass  $V_{GE} < 0$  ist,



sammeln sich zusätzliche Ladungsträger zwischen dem  $p^+$  Gebiet und dem Gate, so dass die wirksame Kapazität ansteigt [4]. Beim harten Schalten ist die Transferfunktion  $I_{\text{Trans}}(V_{\text{C-GE}})$  und damit auch die Kapazitäten  $C_{\text{GC}}$  und  $C_{\text{GE}}$  entscheidend für die Stromsteilheit  $dI_{\text{C}}/dt$  und damit auch für die Schaltverluste. Die Kapazität  $C_{\text{GC}}$  ist weiterhin die bestimmende Größe der Spannungssteilheit und damit auch der Schaltverluste. Sie ist damit die wichtigste aller Kapazitäten.  $C_{\text{GC}}$  ist die resultierende Kapazität aus der Serienschaltung der drei diskreten Kapazitäten  $C_{\text{OX}}$ ,  $C_{\text{GD}}^*$  und  $C_{\text{BE}}^*$ .  $C_{\text{BE}}^*$  ist die Diffusionskapazität im eingeschalteten Zustand des kollektorseitigen  $p^+n$  Übergangs und kann vernachlässigt werden, da sie mehr als eine Dimension größer ist als die zwei verbleibenden Kapazitäten. Bei negativer Gate-Kollektorspannung bildet sich eine Ladungsträgerinversionsschicht im  $n^-$ -Gebiet über dem Gate. Damit verhält sich diese Schicht wie ein  $p$ -Gebiet und eine Raumladungszone bildet sich aus, wobei  $C_{\text{GD}}^*$  die entsprechende Kapazität dieses Übergangs ist. Gleichung 5.3 beschreibt den Verlauf der Kapazität [4] für  $V_{\text{GC}} < 0$ .

$$C_{\text{GD}}^* = \frac{A_{\text{GD}} \sqrt{\epsilon_{\text{Si}} e N_{\text{D}}}}{\sqrt{2(V_{\text{D}} - V_{\text{GC}})}} = \frac{C_0}{\sqrt{1 - \frac{V_{\text{GC}}}{V_{\text{D}}}}} \quad \text{mit} \quad C_0 = \frac{A_{\text{GD}} \sqrt{\epsilon_{\text{Si}} e N_{\text{D}}}}{\sqrt{2V_{\text{D}}}} = \text{konst} \quad (5.3)$$

Falls  $V_{\text{GC}} \ll 0\text{V}$  gilt, wird die Raumladungszone Kollektor- $n^-$  Schicht sehr schmal (große Kapazität  $C_{\text{BE}}^*$ ) und die nun kleine Kapazität  $C_{\text{GD}}$  wird  $C_{\text{GC}}$  in der Reihenschaltung dominieren.

$$C_{\text{GC}}(V_{\text{GC}} < 0\text{V}) \approx C_{\text{GD}} \quad (5.4)$$

Für  $V_{\text{GC}} > 0\text{V}$  kann  $C_{\text{GD}}$  vernachlässigt werden, da dann  $C_{\text{OX}}$  die Gesamtkapazität dominiert.  $C_{\text{GC}}$  wird groß und  $C_{\text{OX}}$  kann durch die Gleichung 5.5 bestimmt werden.

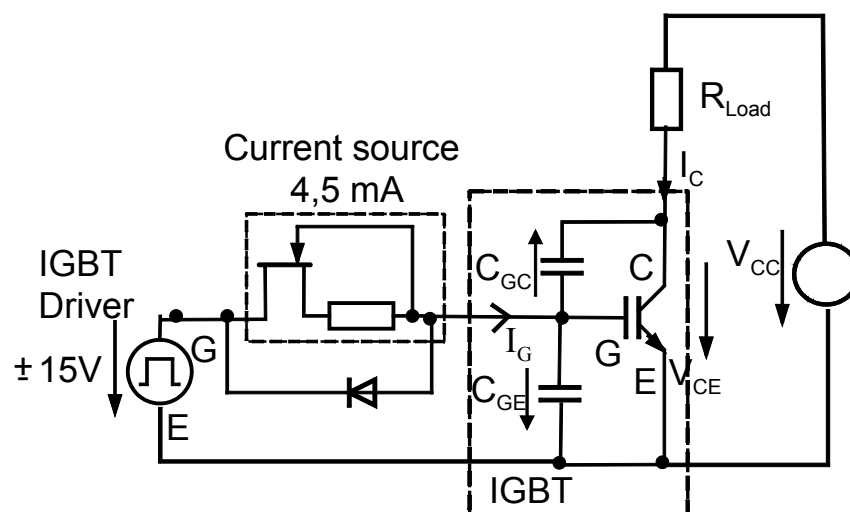


Bild 5.5 Messaufbau zur  $C_{\text{GE}}$  und  $C_{\text{GC}}$  Messung

$$C_{GC}(V_{GC} \approx 0V) = \frac{C_{GD*} \cdot C_{OX}}{C_{GD*} + C_{OX}} \quad (5.5)$$

$C_{OX}$  ist eine konstante Kapazität, die durch die geometrischen Abmessungen bestimmt wird und für  $V_{GC} = -600V$  ist sie deutlich größer als  $C_{GD*}$ .

Im nächsten Schritt wird  $C_{GC}$  als nicht konstante Einzelkapazität bestimmt. Dazu wird der Messaufbau nach Bild 5.5 benutzt. Die Kapazitäten  $C_{GE}(V)$  und  $C_{GC}(V)$  können durch Laden des Gates mit konstanten Strömen bestimmt werden. Zu diesem Zweck wurde eine sogenannte Konstantstromdiode (JFET) als Stromquelle benutzt. Der Laststrom sollte dabei gering sein, um mögliche Wechselwirkungen mit den Streuinduktivitäten zu vermeiden. Als Lastwiderstand  $R_{Load}$  wurden  $2,5 \text{ k}\Omega$  benutzt.

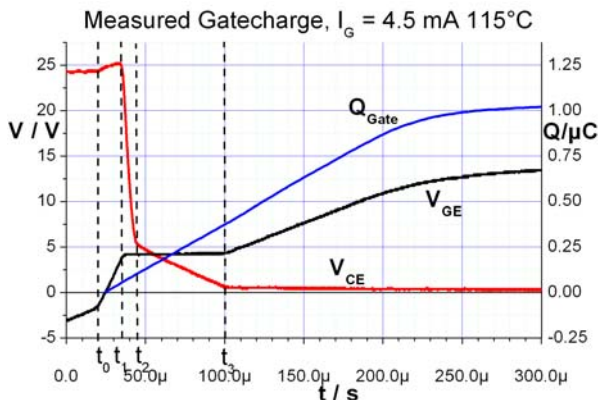


Bild 5.6 Gemessener Gateladungsverlauf

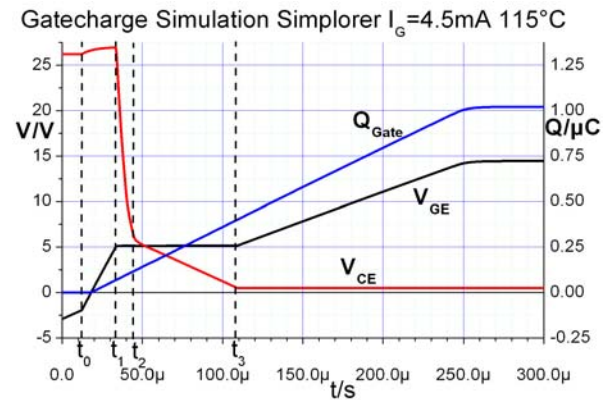


Bild 5.7 Simulierter Gateladungsverlauf

Bild 5.6 zeigt den gemessenen Verlauf der Spannungen  $V_{GE}$  und  $V_{GC}$  bei Verwendung eines konstanten Gatestroms von ca.  $4,5 \text{ mA}$  und  $115^\circ\text{C}$  Modultemperatur. Zum Vergleich zeigt Bild 5.7 den entsprechenden simulierten Verlauf mit den ermittelten Parametern. Die Gleichung 5.6 ist gültig während des gesamten Gateladungsvorgangs, Die ersten beiden Summanden berücksichtigen den Gatestromanteil durch die sich verändernden Spannungen und die letzten zwei Summanden berücksichtigen, dass die Kapazitäten spannungsabhängig sind.

$$I_G = C_{GC} \frac{dV_{GC}}{dt} + C_{GE} \frac{dV_{GE}}{dt} + \frac{dC_{GC}}{dt} V_{GC} + \frac{dC_{GE}}{dt} V_{GE} \quad (5.6)$$

Analyse des Gateladungsvorgangs aus Bild 5.6:

**Intervall 1:** Zeit bis  $t_0$ :

Die Kapazitäten  $C_{GC}$  und  $C_{GE}$  werden durch den Gatestrom geladen. Die effektive Kapazität ergibt sich zu  $C_{GE} + C_{GC}$ . Die Spannung  $V_{CE}$  bleibt annähernd konstant. Es

gilt:  $\frac{dV_{GC}}{dt} = \frac{dV_{GE}}{dt}$ .  $C_{GE}$  ist aufgrund der Ansammlung von Ladungsträgern zwischen

dem Gate und dem  $p^+$ -Gebiet groß [4]. Durch Auflösen der Gleichung 5.6 nach  $C_{GC} + C_{GE}$  und Bestimmung von  $\frac{dV_{GE}}{dt} = \frac{dV_{GC}}{dt}$  (Bild 5.6) kann die effektive Kapazität zu

$$C_{GC}(V_{GC} \ll 0V) + C_{GE}(V_{GE} < -2V) = 56,2nF \quad (5.7)$$

bestimmt werden. Mit den Ergebnissen der Auswertung des dritten Intervalls können die Einzelkapazitäten ermittelt werden.

**Intervall 2:** Zeit von  $t_0$  bis  $t_1$ :

Die Ansammlung der Ladungsträger im  $p^+$ -Gebiet hat sich aufgelöst. Die effektive Kapazität beträgt wie bisher  $C_{GE} + C_{GC}$  und  $\dot{V}_{GC} \approx \dot{V}_{GE}$ . In Bild 5.6 ist die Spannung  $V_{CE}$  auf Grund des hohen Lastwiderstandes schwach ansteigend, da die Ladung von  $C_{GC}$  nicht schnell genug aus dem Kollektor des noch sperrenden IGBTs abfließen kann. In dieser Periode ist  $C_{GE}$  um etwa eine Dimension kleiner als  $C_{GC}$ , so dass das Ansteigen von  $V_{CE}$  vernachlässigt werden kann. Mit Gleichung 5.6 wird die effektive Kapazität zu

$$C_{GC}(V_{GC} \ll 0V) + C_{GE}(-2 < V_{GE}) = 12,8nF \quad (5.8)$$

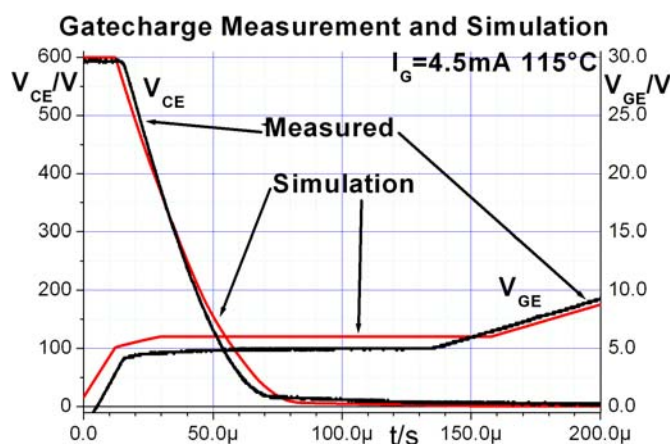


Bild 5.8 Gemessener Gateladungsverlauf bei  $V_{CC} = 600V$

bestimmt. Dieser Wert stimmt gut mit dem im Datenblatt [8] angegebenen Wert von 13 nF überein. Mit den Ergebnissen der Auswertung des dritten Intervalls können die Einzelkapazitäten ermittelt werden.

**Intervall 3:** Zeit von  $t_1$  bis  $t_2$ :

Das Millerplateau wird erreicht und  $dV_{GE}/dt = 0$ . Der gesamte Gatestrom lädt jetzt ausschließlich  $C_{GC}$ .

$C_{GC}$  kann mit Hilfe von Gleichung

5.6 errechnet werden. Um eine gute Auflösung im niedrigen  $V_{CE}$  Spannungsbereich zu erzielen, wurde  $V_{CC}$  bisher auf 25V eingestellt. Eine zweite Messung und Simulation mit  $V_{CC} = 600V$  ist in Bild 5.8 abgebildet. Die Höhe des Millerplateaus liegt in der Simulation etwa 1 V höher. Ein Grund kann die schlechte Auflösung der Transferfunktion besonders bei kleinen Kollektorströmen im Datenblatt sein.

#### Intervall 4: Zeit von $t_2$ bis $t_3$ :

Es wird weiterhin nur  $C_{GC}$  umgeladen. Nun erreicht  $C_{GC}$  den Maximalwert von 54 nF und die Steilheit der Kollektoremitterspannung wird kleiner.

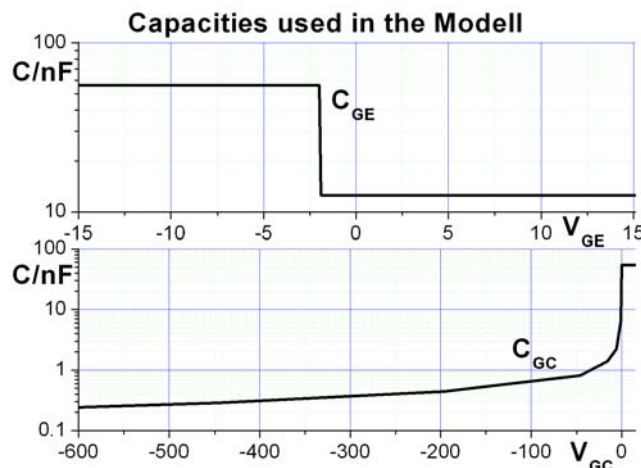


Bild 5.9 Im Netzwerkmodell benutzte Kapazitätswerte

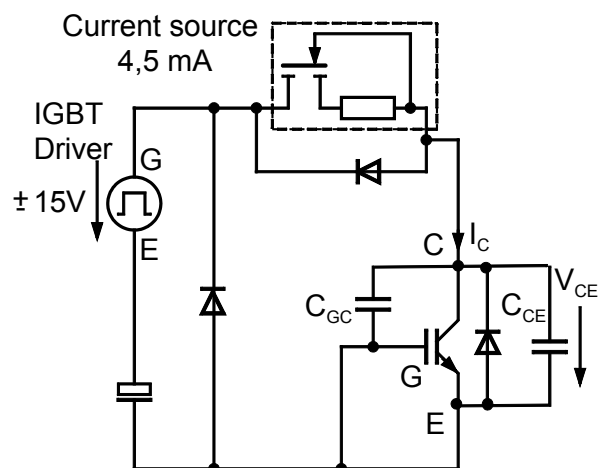


Bild 5.10 Messaufbau zur  $C_{CE}$  Messung

#### Intervall 5: Zeit größer als $t_4$ :

Das Millerplateau wurde verlassen und es werden wieder beide Kapazitäten  $C_{GE} + C_{GC}$  geladen. Bild 5.9 zeigt die ermittelten und in der Simulation verwendeten Kapazitätswerte als Diagramm.

Die Kollektoremitterkapazität hat einen eher geringen Einfluss auf das Schaltverhalten und kann in

einfacheren Modellen vernachlässigt werden. Um  $C_{CE}$  dennoch zu berücksichtigen, wurde der Messaufbau aus Bild 5.10 verwendet.  $dV_{CE}/dt$  bestimmt die Gesamtkapazität  $C_{CE} + C_{GC} + C_j$  (der Diode). Es ist nicht möglich, die Diodenkapazitäten separat zu betrachten, ohne sie physisch vom IGBT zu trennen. Vereinfacht sei angenommen, dass  $C_{CE} = C_j$  ist. Die

maximale Spannung, die mit diesem Messaufbau zu erreichen ist, beträgt 30 V. Kapazitäten für höhere Spannungswerte können extrapoliert werden. Die größten Spannungsabfälle werden an den PN-Übergängen hervorgerufen, so dass die Gleichung 5.3 Anwendung findet.

Der interne **Gatewiderstand**  $R_{Gate}$  aus Abbildung 5.2 kann durch eine Messung beim Einschalten mit verschiedenen externen Gatewiderständen ermittelt werden. Die erste Messung geschieht mit einem hohen Widerstand, so dass das Millerplateau ermittelt und der Spannungsabfall über  $R_{Gate}$  vernachlässigt werden kann. Die zweite Messung geschieht mit einem deutlich kleineren externen Gatewiderstand, so dass im Gate einige Ampere ( $I_{G2}$ ) fließen und einen sichtbaren Spannungsabfall über  $R_{Gate}$

erzeugen, wodurch das scheinbare Millerplateau jetzt um diesen Spannungsabfall höher liegt. Der interne Gatewiderstand kann nun durch die Gleichung 5.9 ermittelt werden. Die Messungen sollten bei kleinen Kollektorströmen durchgeführt werden, um die Auswirkungen der Streuinduktivitäten gering zu halten.

$$R_{Gate} = \frac{V_{GE2} - V_{GE1}}{I_{G2}} \quad (5.9)$$

In diesem Fall wurde  $R_{Gate} = 2,5 \, \Omega$  bei  $115^\circ\text{C}$  ermittelt.

### Ohmscher Widerstand und Induktivitäten des IGBTs

Der ohmsche Widerstand der Bonddrähte wird im Datenblatt zu  $0,7 \, \text{m}\Omega$  pro Einzel-IGBT angegeben. Die Induktivität jedes einzelnen IGBTs beträgt  $20 \, \text{nH}$ . Bild 5.11 zeigt die Verteilung der einzelnen Induktivitäten. Die Werte der so dargestellten Induktivitäten kann, mit Ausnahme von  $L_{E2\sigma}$ , nur mit einem aufgeschnittenen und damit zerstörten IGBT Modul gemessen werden.  $L_{E2\sigma}$  ist für das dynamische Verhalten eher unwichtig und in den meisten Fällen wird es ausreichen, wenn von einer konzentrierten Kollektor-Emitter Induktivität ausgegangen wird. Durch einfaches Aufprägen einer Spannung über  $L_{E2\sigma}$  und der Messung des Stromgradienten lässt sich eine solche Induktivität ermitteln. Der gemessene Wert für  $L_{E2\sigma}$  beträgt  $0,8 \, \text{nH}$ . Die besonders wichtige Induktivität  $L_{E1\sigma}$  kann nicht ohne zusätzliche Messanschlüsse, die hier

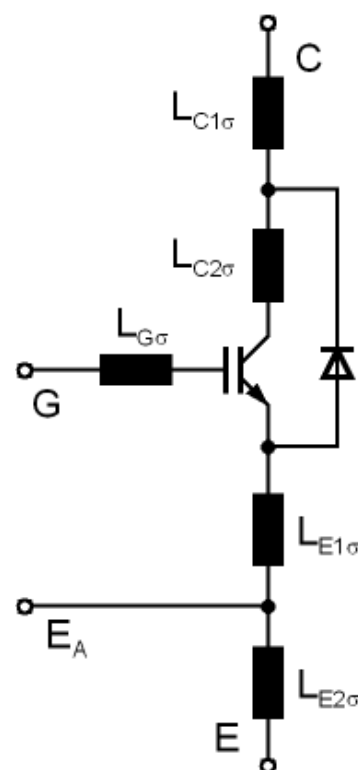


Bild 5.11 Aufteilung der Modulinduktivitäten

nicht zur Verfügung standen, vermessen werden. Hier ist es wünschenswert, dass der Hersteller die Werte ins Datenblatt aufnimmt.  $L_{E1\sigma}$  hat einen großen Einfluss auf das  $di/dt$  im Schaltvorgang, da  $V_{GE}$  und damit auch die Transferfunktion direkt durch diese Induktivität beeinflusst wird. Die Bonddrähte der Emittterverbindung führen vom Anschlusspunkt direkt über die antiparallelen Dioden zum Emittter des IGBT-Chips, so dass  $L_{C2\sigma}$  berücksichtigt werden sollte. Das IGBT Modell in Abbildung 5.2 mit  $L_{CE2}$  berücksichtigt diese Induktivität. Die Verteilung der Einzelinduktivitäten der Kollektor-Emitterkapazität wurde wie folgt abgeschätzt:  $L_{CE1} = L_{E2\sigma} + L_{C1\sigma} = 16 \, \text{nH}$  und  $L_{CE2} = L_{E1\sigma} + L_{C2\sigma} = 4 \, \text{nH}$

### **Ermittlung der Tailstromparameter**

Der Tailstrom wird im Modell (Bild 5.2) durch die beiden Tailstromblöcke beschrieben. PT-IGBTs haben üblicherweise einen Anteil des Gesamt-Kollektorstroms durch den bipolaren Transistor in Höhe von 40-45%, bei NPT-IGBTs beträgt dieser Anteil 20-25% [37]. Diese Stromanteile ergeben den Startwert des Tailstroms beim Abschalten. Bei dem hier eingesetzten IGBT handelt es sich um einen NPT-Typ, der im hartschaltenden Betrieb fast keinen direkten Tailstromanteil zeigt. In der Abschaltverlustleistung war allerdings ein Tailstromanteil erkennbar. Die gemessenen Ausschaltverlustleistungen waren in einem ersten Modellansatz ohne Tailströme etwa zweimal größer als die gemessenen. Aus diesem Grund wurde ein Tailstrom mit einer sehr kurzen Zeitkonstante in Höhe von 45 ns implementiert, der optisch in der Simulation nicht direkt zu erkennen ist, sich aber bei den Verlusten bemerkbar macht. Ein zweiter Tailstromblock mit geringem Anfangsanteil und größerer Zeitkonstante (150 ns) wurde implementiert, da besonders beim weichen Schalten in der Messung eine längere Verlustleistungsphase vorkam (Bild 5.21), die nur durch diese Maßnahme berücksichtigt werden konnte. Physikalisch ist dieser zweite Tailstromanteil nicht begründbar, zu den Messergebnissen passt er jedoch gut. Eine mögliche Begründung eines derartig langen Tailanteils könnten schwer vermeidbare Gleichtakteffekte gewesen sein.

## Der Leitfähigkeitsmodulationseffekt

Hierbei handelt es sich um den Effekt bei bipolaren Bauelementen, bei denen schwach dotierte und damit hochohmige Gebiete im Durchlasszustand mit Ladungsträgern

überschwemmt werden

und somit niederohmig

werden. Dieser Vorgang

wird auch Hochinjektion

genannt und ist sehr

vorteilhaft für das

Durchlassverhalten. Der

Leitfähigkeitsmodulations-

effekt wurde im Wintrich

Modell nicht implementiert,

da er in den meisten Fällen

beim harten Schalten

vernachlässigt werden kann.

[4] beschreibt die Wirkung des Leitfähigkeitsmodulationseffekts als die Wirkung einer Ersatzinduktivität. Bild 5.12 zeigt die Wirkung dieses Effekts durch eine eigene Messung auf die Kollektor-Emitterspannung eines eingeschalteten IGBTs, in den ein Strom eingepreßt wird. Der zu vermessene IGBT wurde in einer Tiefsetzstellerstruktur in Reihe zur Freilaufdiode angeschlossen. Deutlich ist die durch diesen Effekt hervorgerufene Überhöhung von  $V_{CE}$  erkennbar. Die Kurvenform könnte in einer groben Betrachtungsweise auf die Wirkung einer Induktivität hindeuten. Die Kollektor-Emitterspannung wird in Gleichung 5.10 berechnet.

$$V_{CE} = V_{CE\text{ sat}}(I_C) + V_{L\sigma} + V_{Con} \quad (5.10)$$

$V_{CE\text{ sat}}$  ist die Sättigungsspannung im stationären Betrieb und kann aus dem Datenblatt [8] abgelesen werden. Für kleine  $I_C$  ist die Datenblattangabe ungenau und wurde durch eigene Messungen ergänzt.  $V_{CE\text{ sat}}(I_C)$  ist in Bild 5.12 abgebildet.

Der zweite Anteil der Gleichung 5.10 ist der Spannungsabfall  $V_{L\sigma}$  über der Modulstreuinduktivität  $L_\sigma$ . Um diesen Spannungsanteil zu bestimmen, wurde  $L_\sigma$  mit der jeweiligen Stromsteilheit multipliziert. Im Datenblatt wurde sie zu 20 nH pro Zweig angegeben, was bei einer Stromsteilheit von 50 A/μs eine Spannung von 1 V hervorruft.

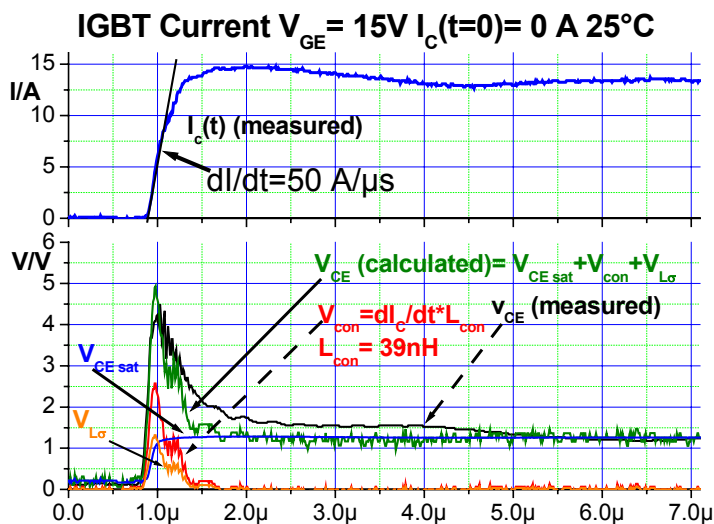


Bild 5.12 Auswirkungen des Leitfähigkeitsmodulationseffekts auf einen eingeschalteten IGBT

Der dritte Spannungsanteil  $V_{con}$  ist der Spannungsanteil des durch eine Ersatzinduktivität nachgebildeten Leitfähigkeitsmodulationseffekts. Die Ersatzinduktivität  $L_{con}$  wurde so bestimmt, dass die Summe aller drei Spannungsanteile den gemessenen Spannungsspeak  $V_{CE}(t)$  gut nachbildet. Es ist erkennbar, dass die Gesamtspannung  $V_{CE}(t)$ (gerechnet) bei  $1,5\mu s - 2\mu s$  unter der gemessenen liegt. Es scheint, als ob  $V_{CE}(t)$  (gemessen) besonders beim Abklingen des Spannungsspeaks über ein bisher nicht berücksichtigtes Verzögerungsglied verfügt. Deutlicher wird dieses Verhalten in Bild 5.13.

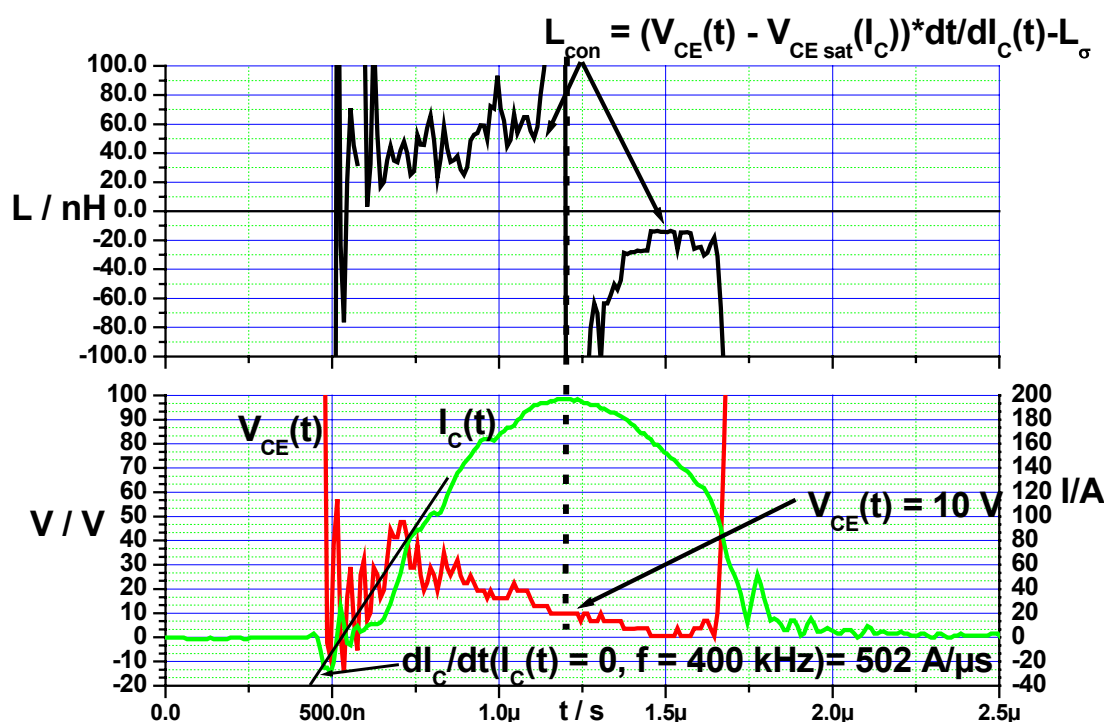


Bild 5.13 Verdeutlichung des Leitfähigkeitsmodulationseffekts und der Ersatzinduktivität  $L_{con}$  beim weichen Schalten

Dargestellt ist hier der Verlauf von  $V_{ce}(t)$ ,  $I_C(t)$  und der gerechneten differentiellen Induktivität  $L_{con}$  nach Gleichung 5.11 des in dieser Arbeit beschriebenen Schwingkreiswechselrichters.

$$L_{con} = \frac{V_{CE}(t) - V_{CE,sat}(I_C) \cdot dt}{dI_C(t)} - L_{\sigma} \quad (5.11)$$

Zu sehen ist das Einschalten des IGBTs bei etwa 600 ns. An dieser Stelle kommutiert der Kollektorstrom auf den eingeschalteten IGBT. Deutlich erkennbar ist die hohe Kollektor- Emitterspannung während der Leitphase (von 600 ns – 1700 ns). Durch die hohen Stromsteilheiten von über 500 A/  $\mu s$  beträgt  $V_{CE}(t)$  dabei kurzzeitig



mehr als 40 V und klingt langsam zum Ende der Leitphase ab. Ließe sich der Leitfähigkeitsmodulationseffekt durch eine reine Induktivität beschreiben, so müsste ab dem Zeitpunkt 1,2  $\mu\text{s}$ , wo der Kollektorstrom seinen Scheitelwert erreicht hat, die Spannung  $V_{\text{CE}}(t)$  die Sättigungsspannung erreicht haben. Sinkt der Strom wieder ab, müsste es bei steilen Stromänderungen wie in diesem Fall auch negative Werte von  $V_{\text{CE}}(t)$  geben. Dieser Effekt konnte jedoch nicht beobachtet werden.  $V_{\text{CE}}(t)$  hat im Scheitelwert von  $I_{\text{C}}(t)$  noch Werte von etwa 10 V und klingt weiterhin langsam ab.

Es wurde in Bild 5.13 die differentielle Induktivität  $L_{\text{con}}$  nach Gleichung 5.11 abgebildet. Deutlich sind zwei Abschnitte erkennbar. Der erste Abschnitt beginnt bei ca. 500 ns und endet bei etwa 1,2  $\mu\text{s}$ , wo  $I_{\text{C}}(t)$  seinen Scheitelpunkt hat.  $L_{\text{con}}$  besitzt positive Werte von etwa 50 nH. Der zweite Abschnitt beginnt ab ca. 1,2  $\mu\text{s}$  und dauert bis etwa 1,7  $\mu\text{s}$ .  $L_{\text{con}}$  nimmt nun durch den fallenden Strom  $I_{\text{C}}(t)$  und die positive Spannung  $V_{\text{ce}}(t)$  negative Werte in Höhe von etwa -50 nH an. Eine einfache Induktivität ist nicht geeignet, diesen Leitfähigkeitsmodulationsvorgang zu beschreiben.

Den Leitfähigkeitsmodulationseffekt an einer Diode beschreibt [4] als das Zusammenwirken einer Ersatzinduktivität und eines parallelgeschalteten ohmschen Widerstands mit der Zeitkonstante der Hochinjektionsladungsträgerlebensdauer  $\tau_{\text{HI}}$ . Ein Versuch, das Netzwerkmodell des IGBTs aus Bild 5.2 entsprechend umzubauen und die Parameter für das harte und weiche Schalten anzupassen scheiterte. Es konnte kein Parametersatz gefunden werden, der die Strom- und Spannungsverhältnisse beim weichen Schalten widerspiegelte. Besonders die Nachbildung der Kollektor-Emitterspannung von etwa 10 V im und nach dem Kollektorstrommaximum war nicht möglich.

Eigene Messergebnisse (Bild 5.21) haben gezeigt, dass dieser Effekt beim schnellen weichen Schalten einen großen Einfluss auf die Verluste hat. Da dieses Modell für das harte und weiche Schalten gleichermaßen geeignet sein soll, wurde das Modell um diesen Effekt erweitert und die Funktion durch Bild 5.21 und Bild 5.24 nachgewiesen. Die genaue Implementierung ist in Bild 5.2 dargestellt. Das Filter Element wurde verwendet, um Schwingungen, die in manchen Situationen auftraten, zu reduzieren. Durch die verschiedenen Werte von  $R_{\text{Con inc}}$  und  $R_{\text{Con dec}}$  würde sonst  $V_{\text{con mod}}$  durch die hochfrequenten Schwingungen beeinflusst werden. Die Zeitkonstante des Filters beträgt 50 ns. Die Spannungsspitze aus Bild 5.13 kann in erster Näherung als steigende und fallende e-Funktion mit den Zeitkonstanten  $\tau_{\text{inc}} =$

$100 \text{ ns} = R_{\text{Con inc}} C_{\text{con}}$  und  $\tau_{\text{dec}} = 300 \text{ ns} = R_{\text{Con dec}} C_{\text{con}}$  beschrieben werden (abgeschätzte Parameter des Netzwerkmodells in Bild 5.2). Die Induktivität  $L_{\text{con}}$  kann in guter Näherung durch die Gleichung 5.11 ermittelt werden.

Die Zeitkonstanten und Parameter des Hilfsnetzwerkes (aus Bild 5.2) zur Berücksichtigung des Leitfähigkeitsmodulationseffekts sind damit bestimmt.

Messungen haben ergeben, dass der Leitfähigkeitsmodulationseffekt keine gleich hohen Spannungsspitzen bei gleichem  $di/dt$ , aber verschiedenen Anfangsstromwerten liefert. Weitere Messungen haben ergeben, dass bei höheren Anfangsstromwerten die Spannungsspitze kleiner war, als mit einer konstanten Ersatzinduktivität zu erwarten war (siehe Kapitel 3.9). Eine stromabhängige Induktivität  $L_{\text{con}}$  kann diesen Effekt berücksichtigen, ist aber schwer zu ermitteln. Weitere Messergebnisse wurden in [43] und [45] veröffentlicht. Messungen des Einschaltverhaltens unter Variation der Stromsteilheit und des Anfangsstroms sind aufwendig und bei einfachen Modellen kann darauf verzichtet werden.

### 5.3.3 Parametrierung der antiparallelen Diode

Das Ersatzschaltbild der Diode

ist in Bild 5.2 ersichtlich. Nur der Bahnwiderstand  $R_{\text{ON}}$  beeinflusst das statische Verhalten der Diode.  $R_{\text{ON}}$  wird als nichtlinearer Widerstand durch Wertepaare der Durchlasskennlinie  $I_F = f(V_F)$  parametrierung.

Das dynamische Verhalten bestimmen  $C_j$  und  $C_{\text{diff}}$ . Die Parametrierung von  $C_j$  wird in Kapitel 5.3.2 beschrieben. Die Diffusionskapazität  $C_{\text{diff}}$  ist

proportional zum Diodenstrom  $I_{\text{Diode}}$  und der Ladungsträgerlebensdauer und folgt der Gleichung 5.12 [48].

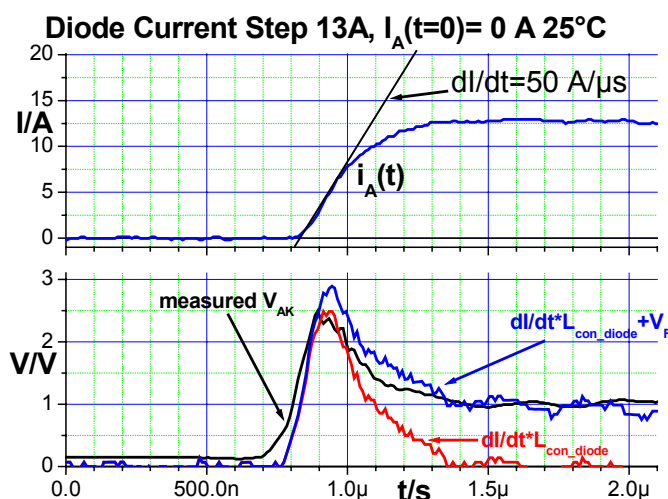


Bild 5.14 Auswirkungen des Leitfähigkeitsmodulations-effekts auf eine Diode

$$C_{diff} = \frac{dQ}{dV_{AK}} = \frac{dQ}{dI_A} \frac{dI_A}{dV_{AK}} = \tau \frac{eI_A}{kT} = \tau \frac{I_A}{V_T} \quad (5.12)$$

Die Zeitkonstante  $\tau$  kann durch Analysieren der Rückstromspitze im hart schaltenden Betrieb abgeschätzt werden.

Der Leitfähigkeitsmodulationseffekt der Diode kann durch  $L_{con\_mod}$  in Bild 5.2 implementiert werden. Die Parametrierung geschieht ähnlich wie beim IGBT. Bild 5.14 zeigt den Effekt an der hier behandelten Diode. Zusätzlich wurden Kurven eingefügt, die das dynamische Spannungsverhalten einer konstanten Induktivität

$$V_L = L_{con\_diode} \frac{dI_A}{dt} \quad (5.13)$$

(Gleichung 5.13) und einer konstanten Induktivität mit dem statischen Flussspannungsabfall (in Abhängigkeit vom Diodenstrom) der Diode (Gleichung 5.14) beschreiben.

$$V_L = L_{con\_diode} \frac{dI_A}{dt} + V_F(I_A) \quad (5.14)$$

Die Induktivität  $L_{con\_diode}$  wurde zu 30 nH ermittelt, wobei die Streuinduktivitäten eines Halbleiterschalters von 20nH zu berücksichtigen sind. Der Leitfähigkeitsmodulationseffekt lässt sich bei der hier verwendeten Diode und der in Bild 5.14 wirksamen Stromsteigung gut durch eine konstante Induktivität beschreiben. Die Auswirkungen auf die Spannungsspitze sind deutlich kleiner als beim IGBT. Die Modellierung durch eine Induktivität ( $L_{con\_diode} = 30$  nH, siehe Bild 5.2) kann den Einfluss auf das Schaltverhalten berücksichtigen. Im Netzwerksimulationsmodell wurde der Leitfähigkeitsmodulationseffekt der Diode aufgrund der deutlich geringeren Wirkung nicht implementiert. [64] vertieft und beschreibt die Simulation des LME in PIN-Dioden.

## 5.4 Testaufbauten zur Verifikation des Schaltverhaltens

### 5.4.1 Hartes Schalten

Zur Verifikation des Schaltverhaltens wurde ein Tiefsetzsteller, wie er in Bild 3.11 abgebildet ist, verwendet, wobei ein IGBT-Halbbrückenmodul eingesetzt wurde. Der highside IGBT wurde durch einen  $4,7 \Omega$  Widerstand zwischen dem Gateemitteranschluss deaktiviert. Die antiparallele Diode wurde als Freilaufdiode verwendet. Der lowside IGBT wird als D.U.T. (Device under Test) verwendet und an ihm wurden die entsprechenden Parameter zur Charakterisierung des IGBTs mit

dem Oszilloskop aufgezeichnet. Es wurde an den kritischen Stellen auf einen niederinduktiven Aufbau geachtet.

#### 5.4.2 Weiches Schalten im Resonanzwechselrichtersystem

Als Testschaltung wurde die in Bild 3.14 abgebildete Grundsaltung gewählt. Allerdings erforderte der modulare Aufbau mit den dadurch erhöhten Anschlussstreuinduktivitäten eine Berücksichtigung dieser parasitären Bauelemente, so dass der wirkliche Aufbau und die zu simulierende Schaltung Bild 5.15 entspricht. Die Streuinduktivitäten und Kapazitäten wurden durch die Geometrie der Anordnung berechnet oder bei geometrisch komplizierteren Anordnungen durch einen eingepprägten Strom und das Messen dieses Stroms und des resultierenden Spannungsabfalls gemessen. Des weiteren wurden die verwendeten Übertrager und der Hochfrequenzleistungstransformator hinsichtlich ihres Sättigungsverhaltens untersucht. Die ermittelten Daten flossen in die Simulationsmodelle mit ein. Bild 5.16

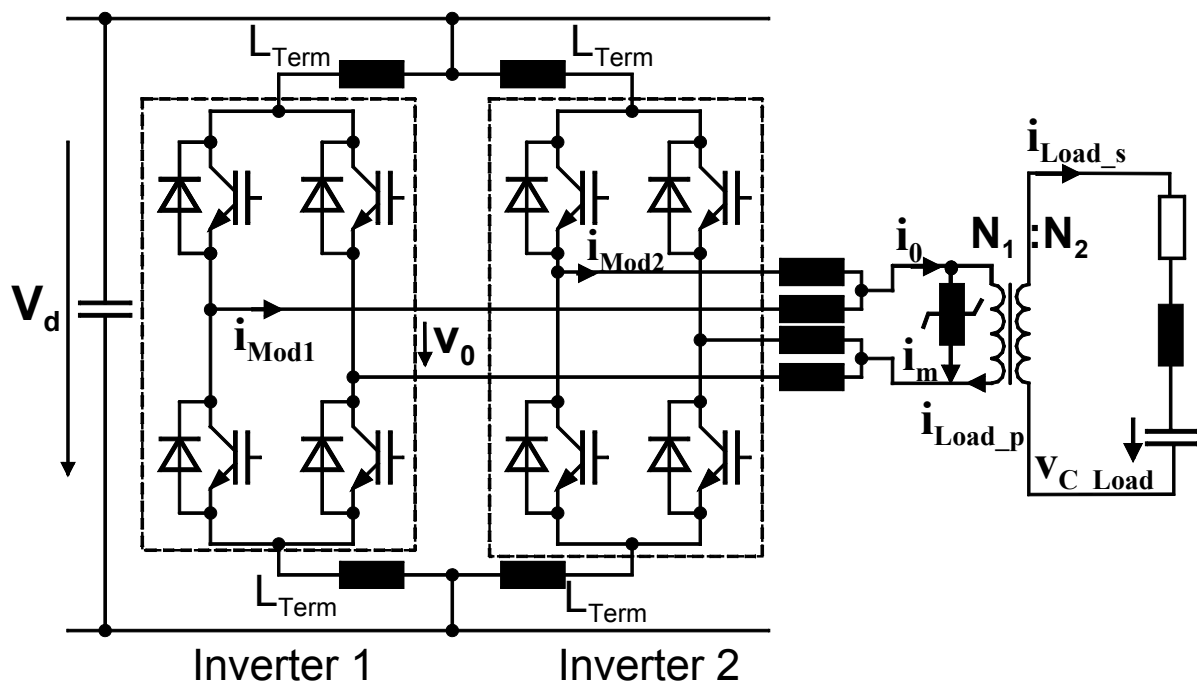


Bild 5.15 Testschaltung mit parasitären Induktivitäten

zeigt Teile der simulierten Schaltung des Netzwerkmodells. Die parasitären Bauelemente sind in der Lage, das Schaltverhalten der aktiven Bauelemente stark zu beeinflussen. So würde z.B. der Kollektorstrom der IGBTs bei zu kurzer Verriegelungszeit nicht so stark ansteigen, wenn die Modulstreuinduktivitäten berücksichtigt werden.

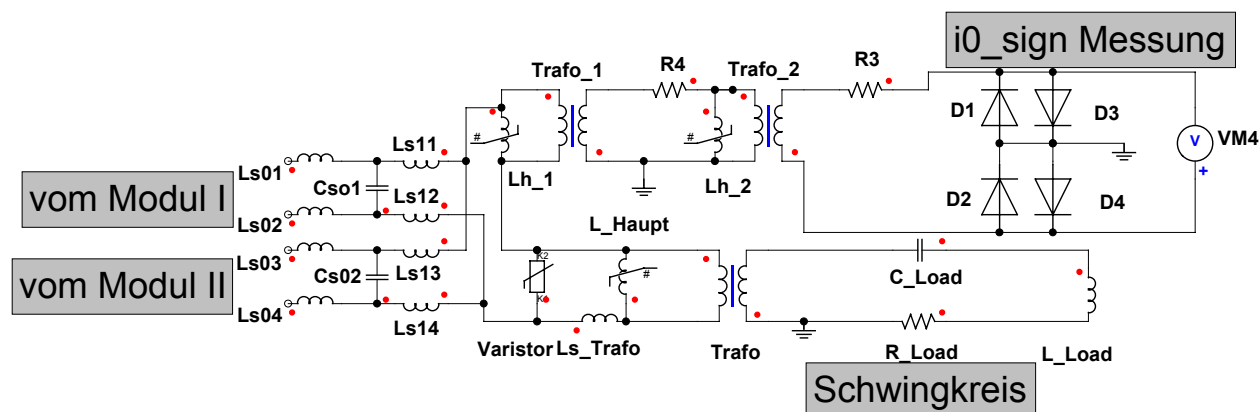


Bild 5.16 Berücksichtigung der parasitären Bauelemente in der Netzwerksimulation des Wechselrichtersystems (ab AC-Bus der Wechselrichter)

Für die modulbedingten Streuinduktivitäten Ls01-Ls04 wurde ein Wert von 35 nH ermittelt. Dagegen fallen die Kapazitäten Cs01 und Cs02, die durch den verplatteten Aufbau entstehen, und die restliche Streuinduktivität des Aufbaus (Ls11-Ls14) mit  $C_s = 88 \text{ pF}$  bzw.  $L_s = 2,5 \text{ nH}$  kaum ins Gewicht. Kapazitäten vom IGBT zum Kühlkörper wurden nicht berücksichtigt. Das Sättigungsverhalten des Leistungstransformators ist aufgrund der beim Schalten von Freilaufpfaden als Leistungsstelleingriff vorkommenden ungleichmäßigen Spannungsbelastung des Transformators wichtig, da hierbei Gleichanteile im Strom entstehen können, die den Transformator sättigen können. Die wirklichkeitsgetreue Simulation der Stromnulldurchgangserfassung ( $i_{0\_sign}$  Messung) ist nötig, wenn der Ansteuerkreis in Hinblick auf mögliche Stromgleichanteile untersucht werden soll.

## 5.5 Vergleich der Simulation mit der Messung eines Schaltspiels

### 5.5.1 Vergleich der Simulation mit der Messung beim harten Schalten

Als Schaltung zur Ermittlung der Bauelementeeigenschaften im hart schaltenden Betrieb wurde der Tiefsetzsteller aus Bild 3.11 verwendet. Die Messungen wurden bei 115°C IGBT Modultemperatur durchgeführt. Der highside IGBT wurde zwischen Gate und Emitter mit einem 4,7  $\Omega$  Widerstand kurzgeschlossen, so dass er blockierte und nur seine Diode wirksam war. Auch in den beiden Simulationen wurde dieser Kurzschluss durchgeführt. Die Bilder 5.17 –5.20 zeigen einen Schaltvorgang im hart schaltenden Betrieb. Bild 5.17 zeigt einen gemessenen typischen Verlauf eines Aus- und Einschaltvorganges eines IGBTs. Die  $V_{CE}$  Überspannungsspitze beim Ausschalten ist mit etwa 150 V über der 600 V Zwischenkreisspannung erkennbar, aber nicht sehr hoch, was auf eine gute niederinduktive Ankoppelung an den Zwischenkreis schließen lässt. Ein Tailstrom ist praktisch nicht vorhanden. Beim Einschalten bildet sich der typische Diodenrückstrom als Stromspitze aus. Im Datenblatt sind die Schaltverluste beim Einschalten bei 125°C, 600 V und 200 A mit 19 mJ und die Ausschaltverluste mit 15 mJ angegeben. Diese Werte werden bei der hier durchgeführten Messung nicht erreicht. Die gemessene Einschaltenergie beträgt etwa 31 mJ und die Ausschaltenergie etwa 9 mJ. Nach Rückfrage beim IGBT-Modulhersteller Eupec wurde erklärt, dass es sich bei den im Datenblatt [8] publizierten Daten um typische Daten handelt, die durch verschiedene Faktoren und Bedingungen beeinflusst werden können. So beträgt die Zwischenkreisstreuinduktivität des für die Datenblattmessungen des Herstellers verwendeten Testaufbaus 60 nH. Bei den eigenen Messungen wurde direkt über dem IGBT die Zwischenkreisspannung durch einen niederinduktiven 2,5  $\mu$ F Snubberkondensator gepuffert, so dass die 60 nH der Streuinduktivität der Herstellermessung deutlich unterschritten wurden. Eine hohe Zwischenkreisstreuinduktivität ist günstig beim Einschalten aber sehr ungünstig beim Ausschalten des Leistungshalleiters und kann für die unterschiedlichen Messwerte verantwortlich sein.

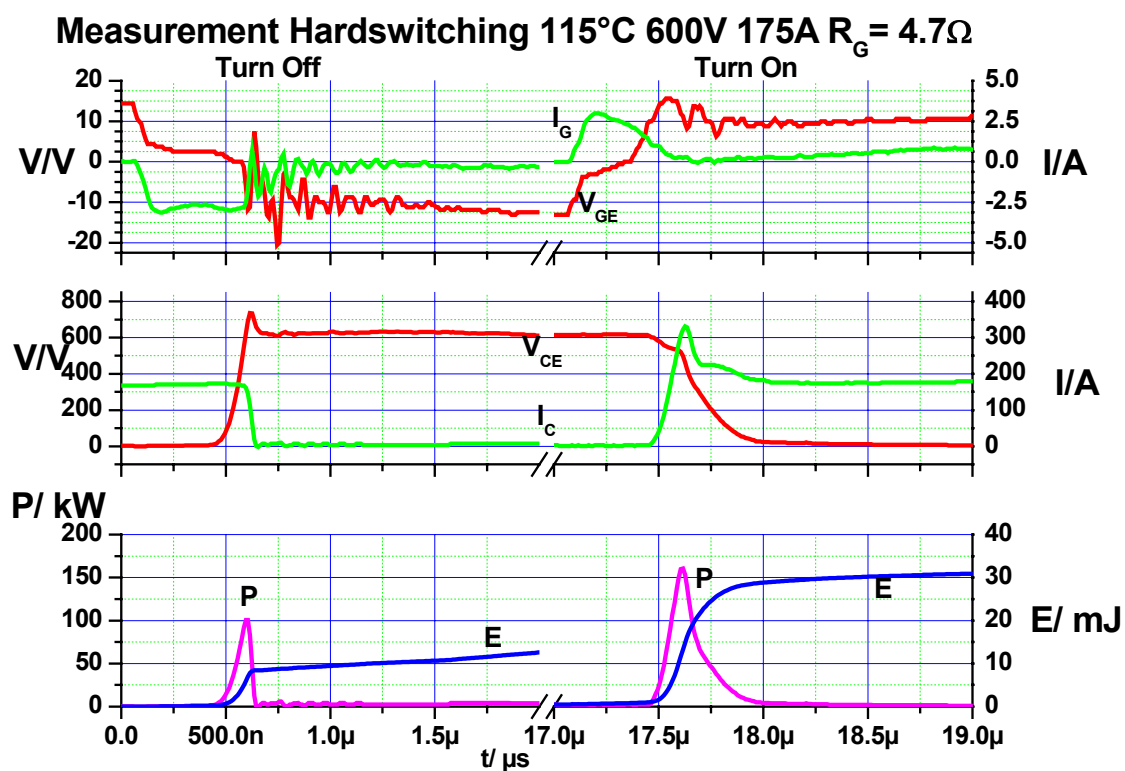


Bild 5.17 Messung des harten Schaltens

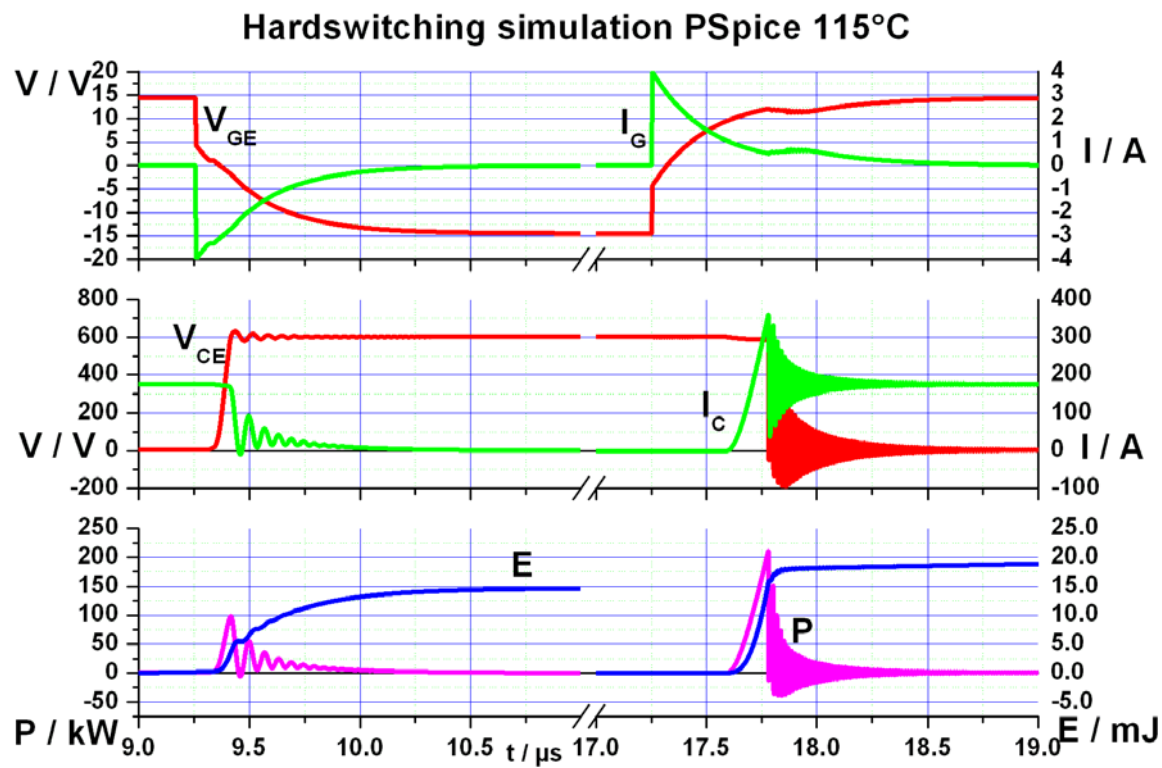


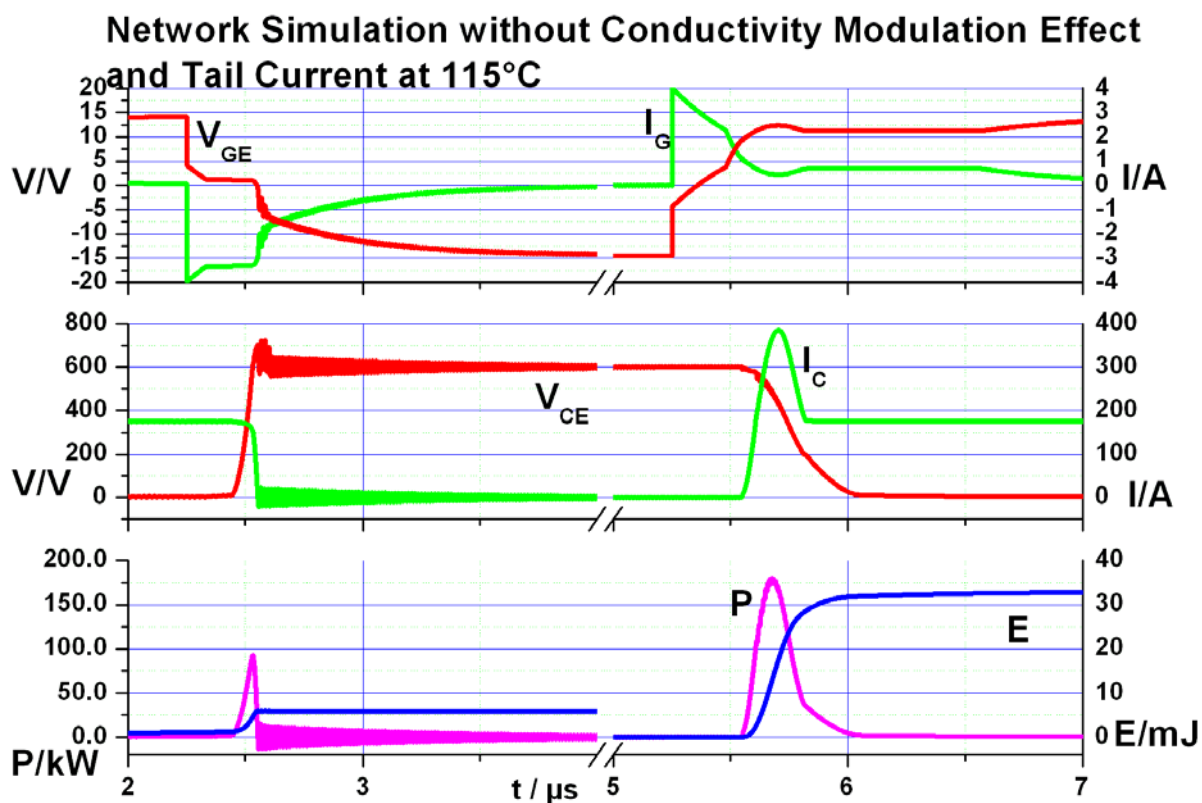
Bild 5.18 PSpice Simulation des harten Schaltens

Die PSpice Simulation in Bild 5.18 zeigt besonders beim Einschalten eine starke abklingende Schwingung der Kollektoremitterspannung und des Kollektorstroms, die es so nicht in der Messung gibt. Auch der in der Simulation deutlich sichtbare Tailstrom kann in der Messung nicht erkannt werden. Die Ausschaltverlustleistung ist größer und die Einschaltverlustleistung kleiner als in der Messung. Der Gatestromverlauf ist beim Abschalten dreieckförmig, wohingegen der gemessene Verlauf eher einen Rechteckcharakter hat. Die Überspannungsspitze beim Ausschalten fehlt bei der Simulation fast vollständig.

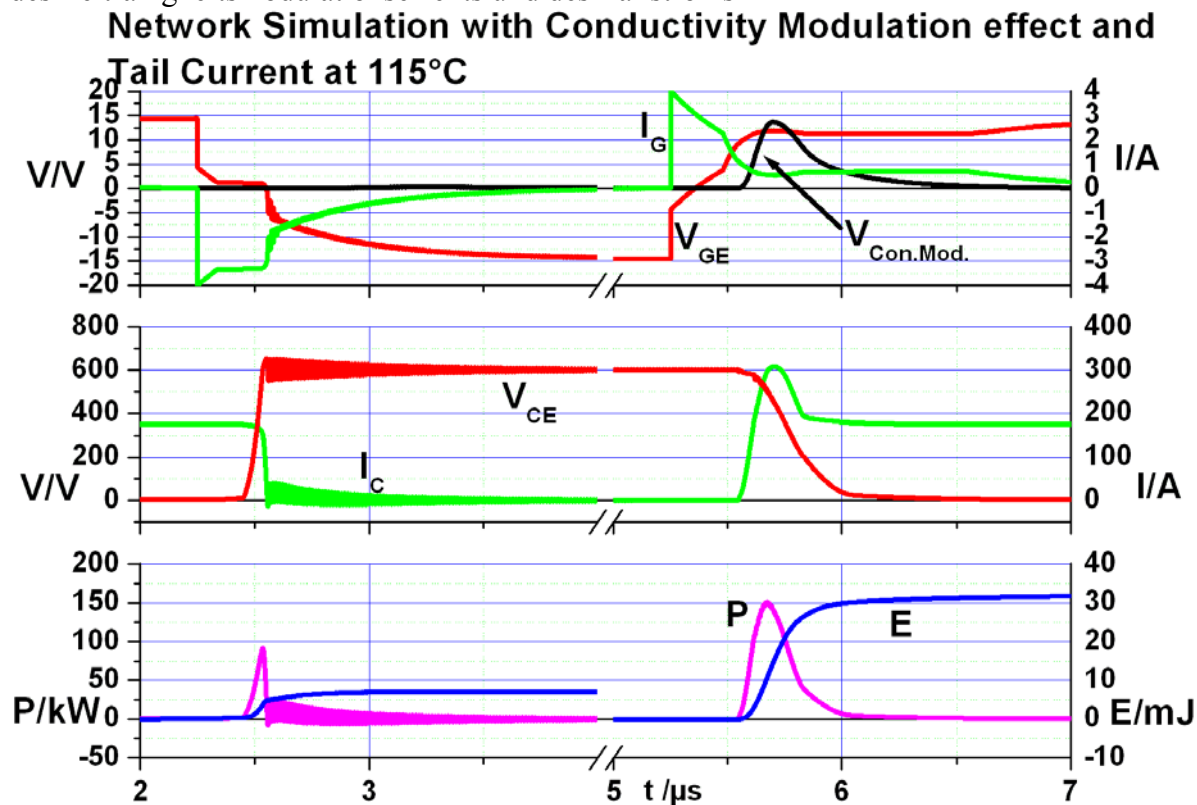
Die Bilder 5.19 und 5.20 zeigen die Ergebnisse der Netzwerksimulation einmal mit und einmal ohne die Berücksichtigung des Leitfähigkeitsmodulationseffekts (LME). Beide Simulationen weisen eine Schwingung der Kollektoremitterspannung beim Ausschalten auf, die in der Messung nicht so deutlich hervortritt. Ein Grund hierfür ist, dass nicht alle ohmschen Widerstände der gesamten Schaltung in der Simulation erfasst werden konnten und somit die Dämpfung der Schwingungen geringer ausfällt. Eine andere Möglichkeit, die Schwingungen deutlich zu reduzieren, besteht dadurch, einen kleinen Serienwiderstand zu  $C_{diff}$  zu implementieren, da die zwei parallelgeschalteten Kapazitäten  $C_{diff}$  und  $C_j$  (Bild 5.2) mit unterschiedlichen Stromspannungsfunktionen einen unendlichen Strom in der Simulation erzeugen können. Der Abschaltüberspannungsspeak ist gegenüber der Messung leicht reduziert vorhanden. Der LME macht sich beim harten Schalten in der Netzwerksimulation kaum in der Kollektoremitterspannungsform bemerkbar. Die zusätzlich Spannung, die durch den LME hervorgerufen wird, wird in Bild 5.20 einzeln dargestellt. Die maximale Spannungserhöhung durch den LME beträgt hierbei 13 V.

Die Verlustenergien beim Einschaltvorgang entsprechen denen der Messung. Die Ausschaltverlustenergien sind in den Simulationen etwas geringer. Der Grund hierfür liegt in der etwas größeren Steilheit der simulierten Kollektoremitterspannung. Die Rückstromspitze der Diode ist in Bild 5.19 (ohne LME) größer, aber kürzer als bei Bild 5.20 (mit LME), das der Messung bis auf einen in der Simulation geringer vorhandenen Ausklingvorgang entspricht. Insgesamt sind die Ergebnisse der beiden Simulationen brauchbar.





5.19 Simulationsergebnis des Netzwerkmodells bei hartem Schalten ohne Berücksichtigung des Leitfähigkeitsmodulationseffekts und des Tailstroms



5.20 Simulationsergebnis des Netzwerkmodells bei hartem Schalten mit Berücksichtigung des Leitfähigkeitsmodulationseffekts und des Tailstroms

### 5.5.2 Vergleich Simulation mit der Messung beim weichen Schalten

Als Versuchsschaltung wurde die in 5.4.2 beschriebene Schaltung des Schwingkreiswechselrichters verwendet. Eine Schwierigkeit war dabei, die Gatesignale der Simulationen so zu generieren, dass sich ein identischer Verlauf wie bei der Messung einstellt. Das Netzwerkmodell besitzt wie die Versuchsschaltung auch eine Regelung, die Vorlaufzeiten und Verriegelungszeiten auf vorher eingestellte Werte regelt. Da aber die Signallaufzeiten unterschiedlich sein können, wird sich kein absolut identischer Fall wie in der Messung einstellen lassen. Beim PSpice Modell war die Implementierung dieses Regelverfahrens deutlich aufwendiger, so dass auf dessen Verwendung verzichtet wurde. Stattdessen wurde eine feste Frequenz und Verriegelungszeit der Gatesignale gewählt, die aber so eingestellt wurden, dass sie den Gatesignalen im eingeschwungenen Zustand wie in der Messung fast entsprachen (der Abschaltstrom ist bei der PSpice Simulation ein wenig zu groß, wodurch sich leicht erhöhte Abschaltverlustleistungen ergeben).

Die Ergebnisse der Messung sind in Bild 5.21 dargestellt. Die Gateemitterspannungen und Ströme zeigen starke Schwingungen. Ein Grund dafür ist, dass die Gateemitterspannung nicht zwischen dem Gate und dem Hilfsemitter

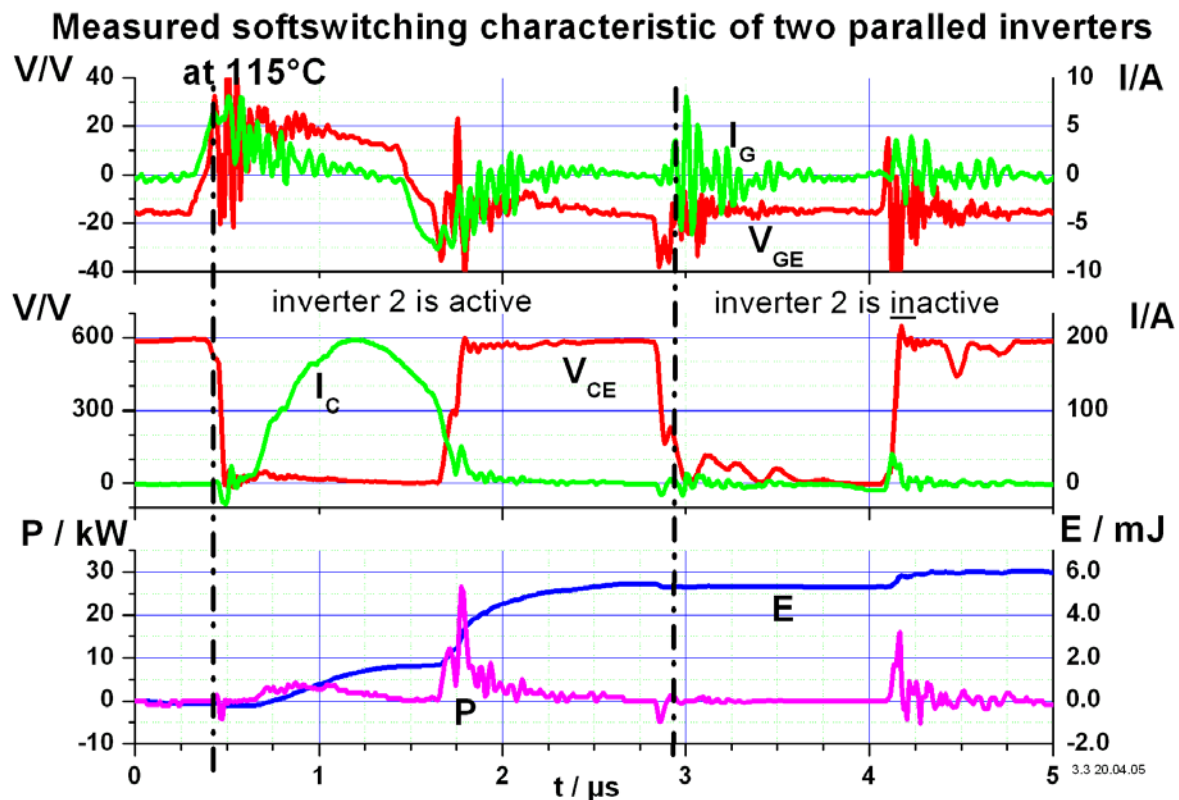


Bild 5.21 Messung des weichen Schaltens

abgegriffen wurde, sondern zwischen dem Gate und dem Emitteranschluß des Leistungskreises. Dadurch wirkt  $L_{E2\sigma}$  auf den Verlauf der Spannung  $V_{GE}$  und der beim Einschalten leicht unruhige Strom  $I_C$  erzeugt somit Spannungen bei der  $V_{GE}$  Messung.

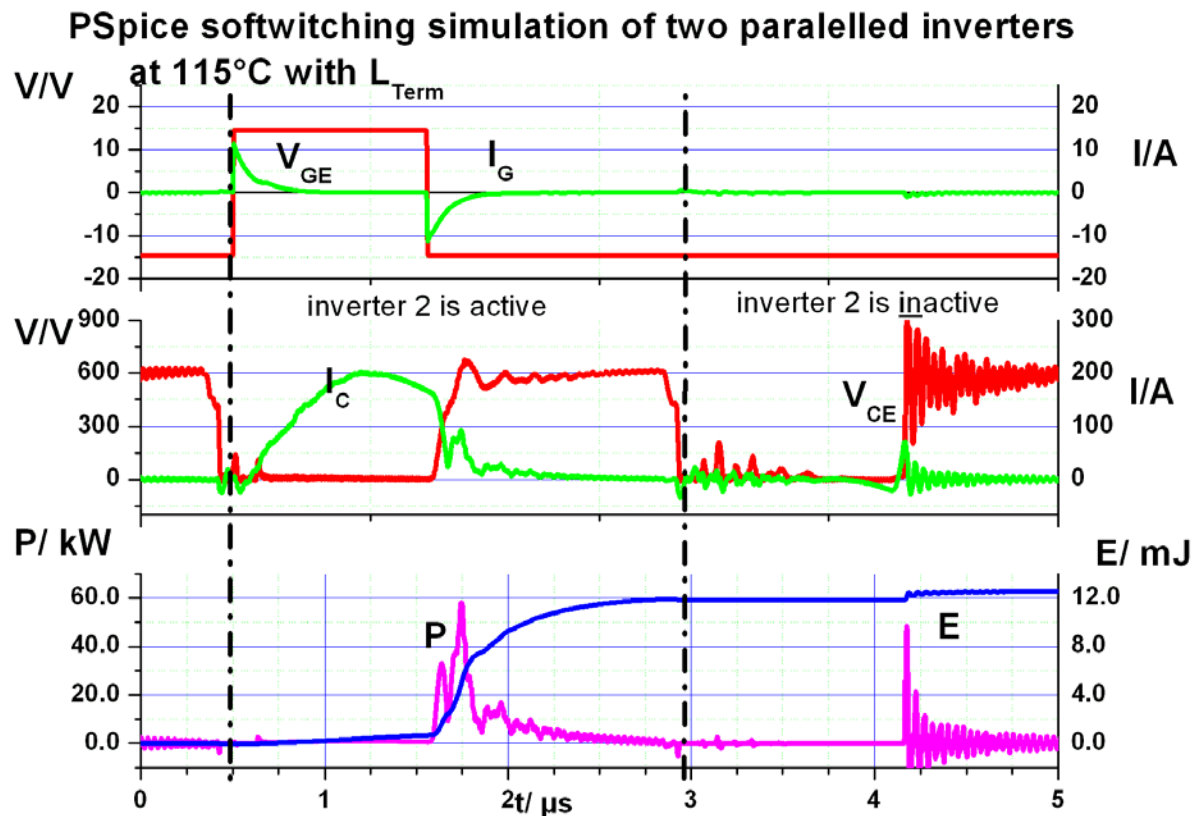


Bild 5.22 PSpice Simulation weiches Schalten

Die zwei Schwingkreiswechselrichtermodule werden sequentiell angesteuert, das heißt es gibt eine aktive und eine inaktive Phase. Diese Bereiche sind in Bild 5.21 entsprechend gekennzeichnet. Der Hauptverlustleistungsträger ist das Abschalten der aktiven IGBTs. Es bildet sich im Abschaltvorgang ein Stromeinbruch und ein Tailstrom aus. Der Stromeinbruch geschieht zu dem Zeitpunkt, wo die Kollektoremitterspannung ansteigt und die Kapazitäten dieses und des komplementären highside Schalters umladen. Der Laststrom wird in diesem Moment zwischen den beiden Schaltern aufgeteilt und ist somit an dem betrachteten Schalter reduziert. Nachdem der Schalter die Spannung aufgenommen hat, fließt der Laststrom als Tailstrom wieder durch diesen IGBT. Dabei wird ein Großteil der Gesamtverlustenergie umgesetzt. Die maximale gemessene Verlustleistung beträgt 27 kW und in einer Gesamtperiode werden ca. 6 mJ Verlustenergie umgesetzt. Das weiche Einschalten erhöht wie zu erwarten die Verlustenergie nicht. In der Messung in Bild 5.21 ist deutlich die erhöhte Kollektoremitterspannung, hervorgerufen durch

den Leitfähigkeitsmodulationseffekt im eingeschalteten Zustand zu sehen. Noch deutlicher sind die Auswirkung in der Verlustleistung zu erkennen.

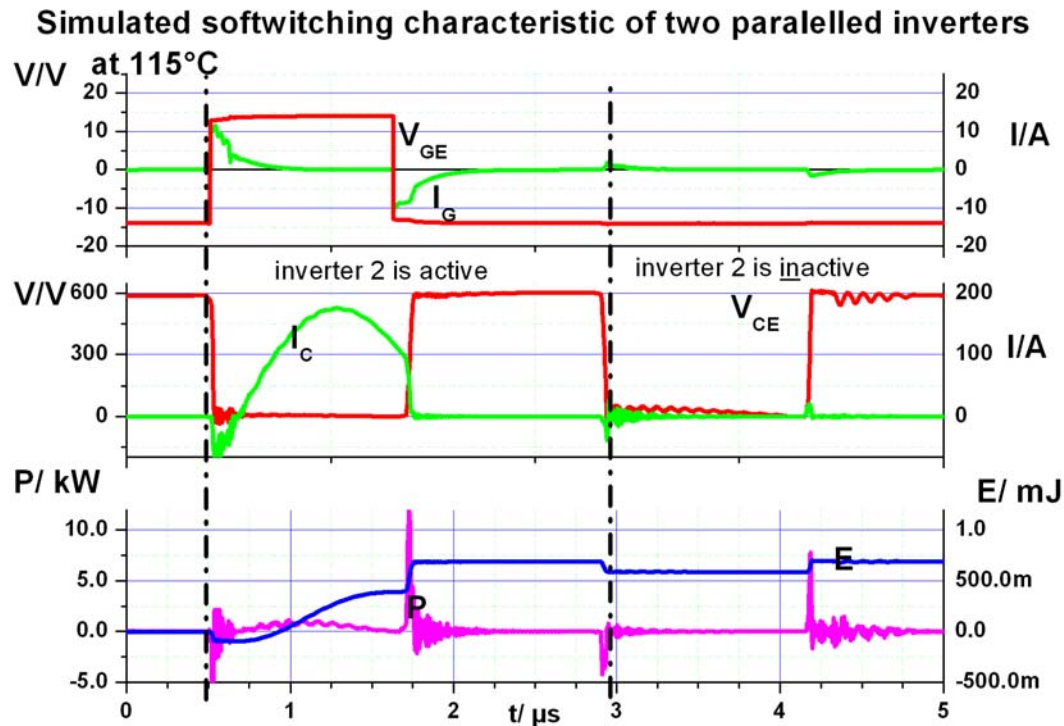


Bild 5.23 Simulationsergebnis des Netzwerkmodells bei weichem Schalten ohne Berücksichtigung des Leitfähigkeitsmodulationseffekts und des Tailstroms

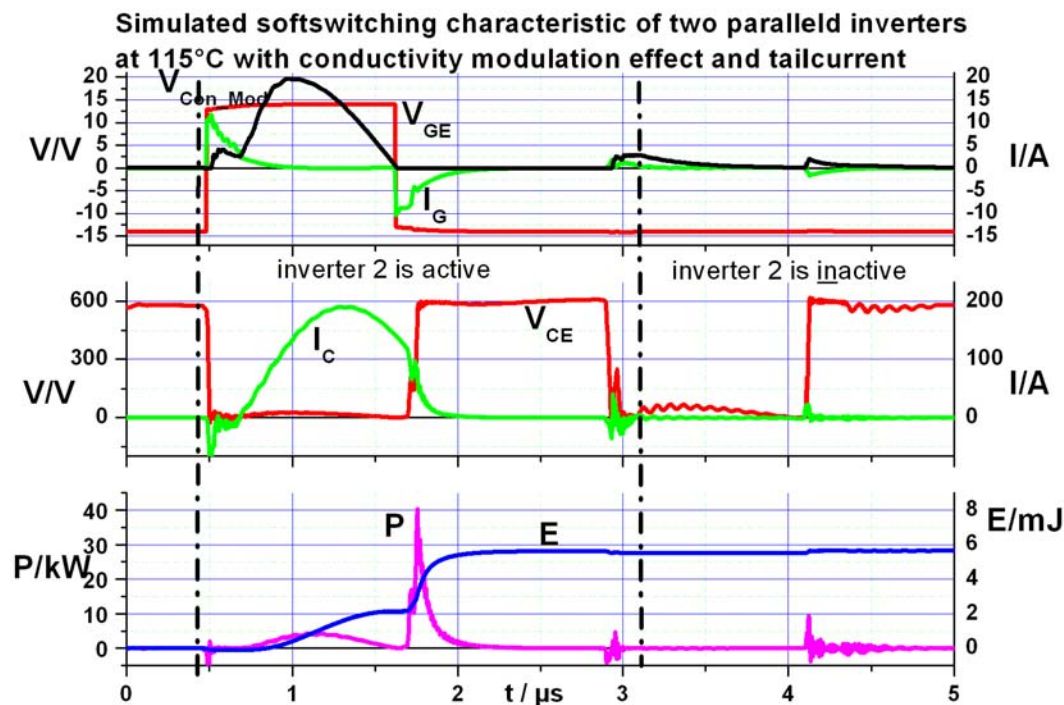


Bild 5.24 Simulationsergebnis des Netzwerkmodells bei weichem Schalten mit Berücksichtigung des Leitfähigkeitsmodulationseffekts und des Tailstroms

Etwa 1/3 der Gesamtverluste werden in der Leitphase erzeugt. Die Spannungen über dem inaktiven IGBT werden durch den Einfluss der Streuinduktivitäten des

Wechselrichtermoduls nicht konstant gehalten. Dieser Effekt hat durch den fehlenden Kollektorstrom jedoch keinen Einfluss auf die Verluste. Lediglich bei steigender und fallender Kollektoremitterspannung sind kleine Stromerhöhungen, hervorgerufen durch das Umladen der Kapazitäten, vorhanden, die sich in ihrer Wirkung hinsichtlich der Verlustenergien aber neutral verhalten.

In der PSpice Simulation in Bild 5.22 ist diese Spannungs- und Verlustleistungserhöhung nicht zu erkennen. Das legt nahe, dass der Leitfähigkeitsmodulationseffekt hier nicht berücksichtigt wurde. Praktisch die gesamten Verluste werden beim Abschalten und in der Tailstromphase erzeugt und sind in der Summe doppelt so hoch wie bei der Messung. Beim Ausschalten des gleichen IGBTs des anderen Moduls kommt es zu einer starken langsam abklingenden Schwingung des Kollektorstroms und der Kollektoremitterspannung. Die Schwingungen konnten in dieser Intensität nicht bei der Messung beobachtet werden. Der Stromeinbruch und der Tailstrom konnten auch hier wie in der Messung beobachtet werden.

Bild 5.23 zeigt die Netzwerksimulation ohne Tailstrom und ohne Leitfähigkeitsmodulationseffekt. Das Ergebnis ist bezogen auf die Verluste ernüchternd. Insgesamt wurden nur 0,7 mJ Gesamtverluste errechnet. Eine weitere Simulation in Bild 5.24 berücksichtigt diese Effekte und liefert mit 6 mJ Gesamtverlustenergie ein ähnliches Bild wie die Messung. Das Modell weist die gleichen Schwingungen und Spannungseinbrüche wie die Messung auf, lediglich der Stromeinbruch beim Ausschalten kommt etwas zu früh. Die Spannungserhöhung durch den Leitfähigkeitsmodulationseffekt kann direkt beobachtet werden. Es werden Spannungswerte in Höhe von 30 V erreicht, die deutlich größer sind als die in Bild 5.12 gemessenen. Das liegt an der deutlich höheren Steilheit des Kollektorstroms. In Bild 5.24 beträgt die Stromsteilheit im Stromnulldurchgang zu Beginn des Einschaltvorganges 500 A/ $\mu$ s im Gegensatz zu 50 A/ $\mu$ s in Bild 5.12.

In Bild 5.24 wie auch in der Messung im Bild 5.21 klingt die Spannung auch bei fallendem Kollektorstrom langsam ab. Ein Ersetzen des Leitfähigkeitsmodulationseffekts durch eine einzelne Induktivität würde bei fallenden Strömen eine verringerte oder negative Kollektoremitterspannung zur Folge haben. Das ist in der Messung nicht zu beobachten. Insgesamt kann das hier vorgestellte Netzwerkmodell als geeignet angesehen werden, hart- und weichschaltende IGBTs zu beschreiben. Die Ergebnisse hinsichtlich der Verlustenergien stimmen gut mit denen der Messung überein.

## 6 Steuerung und Regelung des Leistungsteils

Ein digitaler Steuersatz auf CPLD (Complex Programmable Logic Device) Basis übernimmt die Steuerung und Regelung des Betriebsablaufs. Die Funktionen des Steuersatzes sind:

- Selbstständiger Anlauf nach Freigabesignal
- Selbstständige Anpassung der Schaltfrequenz auf die jeweilige Resonanzfrequenz während des Betriebs
- Ausgangsleistungsregelung durch das Schalten von Freilaufpfaden
- Erkennen von Lastkurzschlüssen und die Einleitung der entsprechenden Maßnahmen

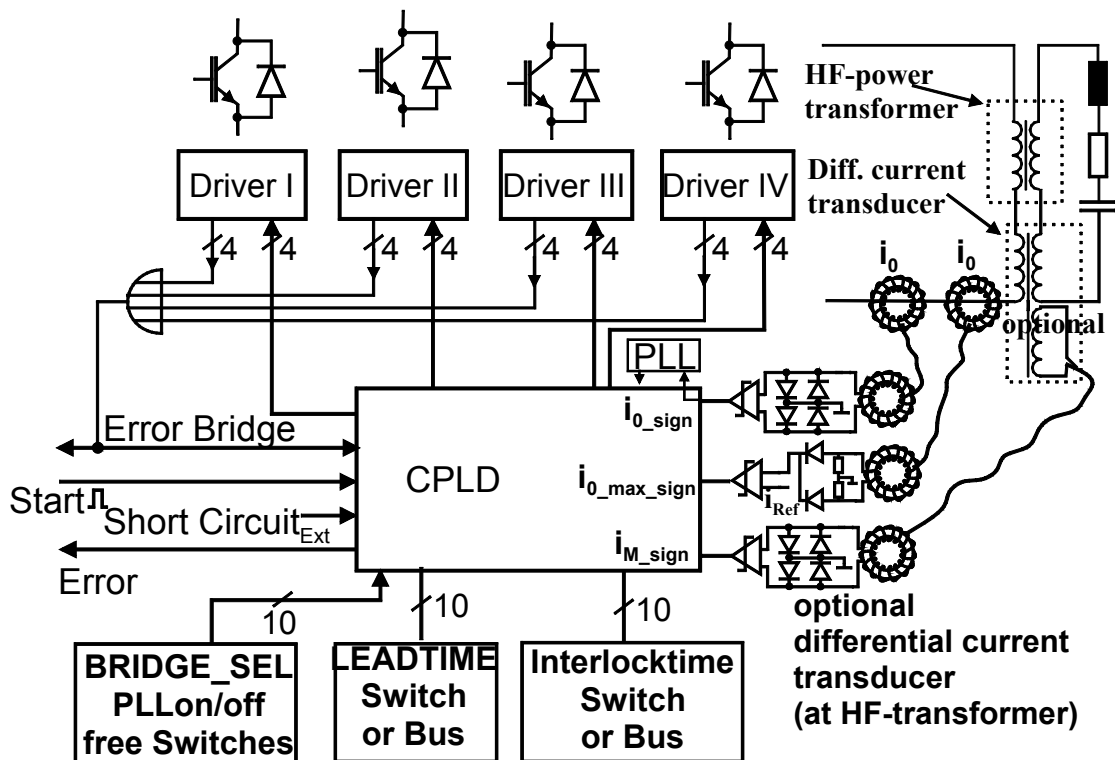


Bild 6.1 Schema des Schwingkreiswechselrichtersystems

Bei bisherigen Anlagen wurde die Gatesignalgenerierung in den meisten Fällen analog erzeugt. Diese Technologie ist erprobt und hat sich bewährt. Durch immer schnellere und größere CPLDs (oder DSPs [47]) kommt der Entwickler jetzt in die Lage, auch digitale Systeme verwenden zu können. In dieser Arbeit wird ganz bewusst eine digitale Regelplattform verwendet. Ein ganz wesentlicher Vorteil ist die gestiegene Flexibilität durch einfaches Umprogrammieren des CPLDs. Analoge Systeme müssten bei einer grundlegenden Neuorganisation durch eine neue Platine ersetzt werden. Digitale Systeme sind nicht in dem Maße einer Alterung unterworfen

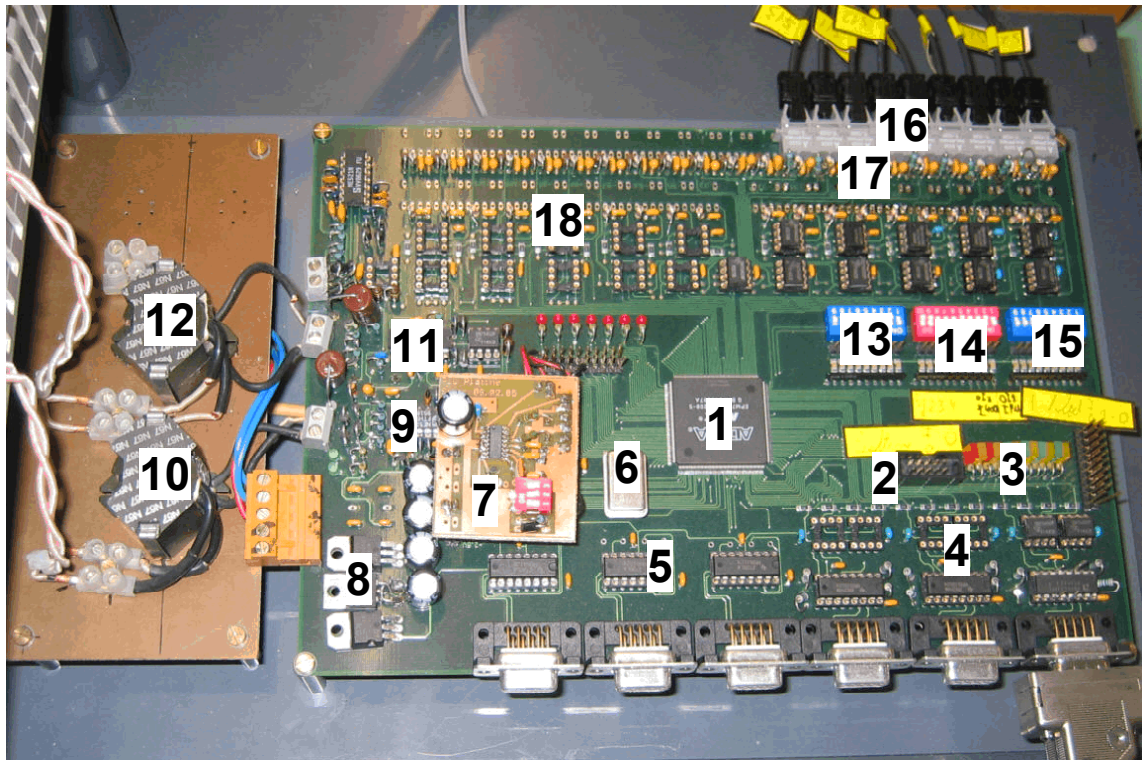


wie analoge Systeme. Eine wiederkehrende Kalibrierung kann entfallen. Falls das System in größere Systeme eingebunden wird, bietet die digitale Plattform durch ihre mögliche Buskommunikation weitere Vorteile.

## 6.1 Hardware

### 6.1.1 Controlboard

Das gesamte Schwingkreiswechselrichtersystem weist die in Bild 6.1 gezeigte



6.2 Abbildung des Controlboards

- |                                     |   |
|-------------------------------------|---|
| 1: CPLD                             | 2: JTAG Anschluss                       |
| 3: Statusleds                       | 4: elektrische diff. Bus Eingänge       |
| 5: Elektrische diff. Bus Ausgänge   | 6: Taktgeber                            |
| 7: PLL                              | 8: Stromversorgung                      |
| 9: Komparator Stromnulldurchgang    | 10: Stromwandler Stromnulldurchgang     |
| 11: Komparatoren $i_{0\_max\_sign}$ | 12: Stromwandler $i_{0\_max\_sign}$     |
| 13: Dipschalter Leadtime            | 14: Dipschalter allgemeine Betriebsmodi |
| 15: Dipschalter Interlocktime       | 16: LWL Ausgänge                        |
| 17: LWL Eingänge (unten)            | 18: optionale LWL Ein- und Ausgänge     |

Struktur auf. Die Ansteuerung erfolgt mit einem mit 100 MHz getakteten CPLD (Complex Programmable Logic Device) Baustein des Typs **Altera EPM7512B** [29]. Es handelt sich hierbei um ein CPLD mit 512 Makrozellen und 176 vom Anwender programmierbaren I/O Ports. Die Programmierung erfolgt mittels einer JTAG-Schnittstelle (Joint Test Action Group) und ist laut Hersteller bis zu 100 mal möglich. Dieser CPLD Baustein zeichnet sich durch eine extreme Laufzeitstabilität und die

Möglichkeit, Rechenschritte parallel abzuarbeiten, aus. Leider ist die Komplexität eines ausführbaren Programms begrenzt, so dass CPLDs häufig als schnelle Ausführungs- und Überwachungsbausteine verwendet werden, wohingegen  $\mu\text{C}$  und DSPs oft die Aufgaben übernehmen, komplexe und meist übergeordnete Programme abzuarbeiten und zeitkritische kleinere Routinen an das CPLD auszulagern. Da es sich bei dieser Applikation um eine Testanlage für kurze Testzyklen ( $< 1\text{ms}$ ) handelt und keine Einbettung in einen komplexeren Prozessablauf und damit Kommunikations- oder Diagnosefähigkeit erforderlich ist, reicht die gebotene Rechenleistung des oben erwähnten CPLDs aus.

Durch die 100 MHz Taktung besitzt das System eine maximale Auflösung von 10 ns. Bei einer angenommenen Resonanzfrequenz des Schwingkreises in Höhe von 400 kHz liegt die Einschaltzeit eines IGBTs bei etwa 1100 ns, wenn man von einer Verriegelungszeit von 150 ns ausgeht. Die mögliche Auflösung der Schaltzeiten ist also besser als 1%. Später wird gezeigt, dass diese Auflösung ausreicht, um den sicheren und verlustleistungsoptimierten Betrieb zu gewährleisten. Frühere Versionen des Controlboards mit kleineren, aber dafür schnelleren CPLD Chips EPM7128B wurden mit höheren Frequenzen betrieben, mussten aber durch einen parallelen Bus miteinander verbunden werden, um die Ansteuerung des Wechselrichters auszuführen. Diese Version wies ein unsichereres Betriebsverhalten auf, was wahrscheinlich durch die Kommunikation der beiden Bausteine begründet war. Die verbesserte Version mit nur einem CPLD Chip und 100 MHz Takt erwies sich als deutlich betriebssicherer. In Bild 6.2 ist der physische Aufbau des Controlboards abgebildet. Das CPLD überträgt die Gatesignale mit Hilfe von 10 Mbit Lichtwellenleiterübertragern zum entsprechenden Treiber. Dabei ist es erforderlich, dass ein Laufzeitabgleich der Lichtwellenleiterübertragungsstrecken erfolgt. Die Kunststofflichtwellenleiter sollen eine identische Länge aufweisen, um die Laufzeiten synchron zu halten. Die Eingänge der Regelung sind der Stromnulldurchgangssensor, der Stromamplitudensensor, die Fehlersignal  $V_{\text{CE}}$  Überwachung (nicht benutzt), die Freigabe und andere nachrangige Steuersignale. Der Stromnulldurchgangssensor und der Stromamplitudensensor sind als zweistufige Stromwandler aufgebaut. Die erste Stufe befindet sich direkt im Leistungsteil als Aufbau auf der Stromschiene (Bild 6.3) und die zweite Stufe direkt auf der Controlplatine. Die Verbindung der beiden Stufen erfolgt mittels Hochfrequenzlitze. Optional kann das Stromnulldurchgangssensorsignal  $i_{0\_sign}$  durch ein PLL gefiltert



werden, was die Betriebssicherheit und Störunanfälligkeit positiv beeinflusst. Die Wirkungsweise der Stromnulldurchgangserkennung und Stromscheitelwerterkennung ist in Bild 6.1 nur schematisch dargestellt. Der wirkliche Aufbau ist weitaus komplexer. Die CPLD Eingangssignale  $i_{0\_sign}$  und  $i_{0\_max\_sign}$  werden durch die Wandler (nicht in Bild 6.1 abgebildet) in jeweils zwei einzelne Signale aufgespaltet ( $i_{0\_sign+}$ ,  $i_{0\_sign-}$  und  $i_{0\_max\_sign+}$ ,  $i_{0\_max\_sign-}$ ). Die Hintergründe und das Verfahren werden in Kapitel 6.1.2 und 6.1.3 ausführlich beschrieben.

Der Fehlereingang der  $V_{ce}$  Überwachung ist als LWL-Eingang ausgeführt, wird aber nicht benutzt. Die Freigabe und weitere optionale Eingänge bestehen aus differentiellen Buseingängen.

Die Einstellung der im Betrieb benötigten Steuer- und Fehlererkennungsparameter erfolgt mittels Dipschalter direkt auf der Controlplatine.

### 6.1.2 Stromwandler zur Stromnulldurchgangserkennung

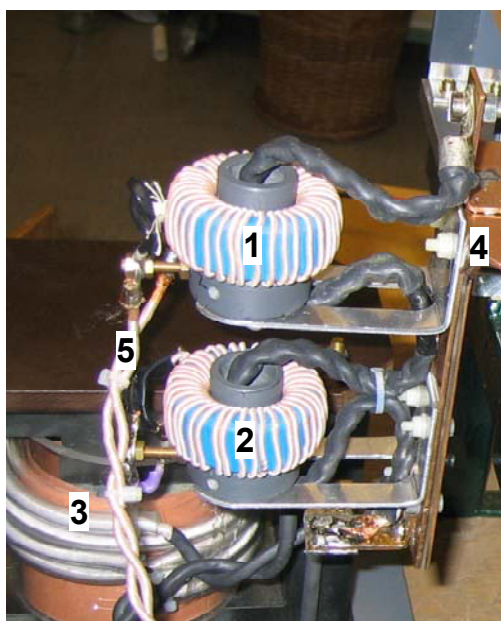


Bild 6.3 Abbildung des doppelten  $\Omega$ -Wandlers

- 1: Erste Stufe des Stromwandlers zur Stromnulldurchgangserkennung
- 2: Erste Stufe des Stromwandlers zur  $i_{0\_max}$  Erkennung
- 3: HF-Anpasstrafo zur Last
- 4: AC-Bus
- 5: Stromwandlerabgänge zum Controlboard

Der Stromnulldurchgang ist der wichtigste Messwert, der für die Ansteuerung der Gatesignale herangezogen und in das CPLD übertragen wird. Dementsprechend wichtig ist die hochgenaue Erfassung des Stromnulldurchgangs ohne mögliche Jitter. Der Stromnulldurchgangssensor besteht aus einem zweistufigen Übertrager und einer Auswerteelektronik, die direkt auf dem Controlboard integriert ist. Die erste Übertragerstufe besteht aus einem für mehrere hundert kHz geeigneten Ferrit (in diesem Fall N30), der einmal vom Wechselrichterausgangsstrom  $i_0$  (Primärseite) durchflossen wird. Die Anordnung ist in Bild 6.3 abgebildet. Die aus HF-Litze bestehende Wicklung (nur eine

Windung) ist dabei wie ein  $\Omega$  ausgeführt, um einen möglichst niederinduktiven und

streuungsfeldarmen Aufbau zu erreichen. Die magnetische Flussdichte  $B$  ist durch die mittige Leiterdurchführung im gesamten Ferrit gleich. Die Rückleitung des Wechselrichterausgangs fließt durch ein Kupferblech auf der rechten Seite des Bildes, so dass möglichst kleine Flächen und damit auch kleine Induktivitäten zwischen den Wechselrichterausgängen wirken. Die Sekundärwicklung besteht aus einer einlagigen Wicklung aus HF-Litze mit 38 Windungen, so dass im

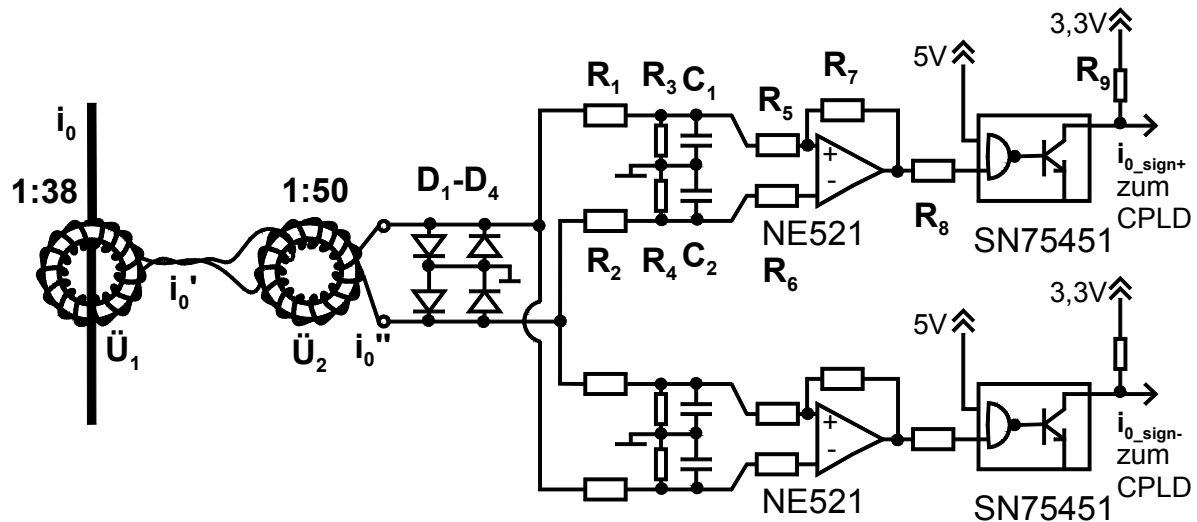


Bild 6.4 Schema des Stromnulldurchgangssensors

Bemessungsbetriebspunkt bei einem Primärstrom von  $i_{0\text{ eff}} = 140\text{ A}$  etwa  $3,7\text{ A}$  in der Sekundärseite fließen. Dieser Strom ist gut mit handelsüblichen HF-Litzen beherrschbar und bietet eine sehr große Störsicherheit.

In Bild 6.4 ist die gesamte Stromnulldurchgangserkennung mit Auswerteelektronik dargestellt. Durch die etwa 2 Meter lange HF-Litze wird der Strom  $i_0'$  zum zweiten Übertrager  $\ddot{U}_2$  übertragen, der ein Übertragungsverhältnis in Höhe von 1:50 aufweist. Der Strom  $i_0''$  wird über zwei antiparallel geschaltete Diodenpaare  $D_1 - D_4$  (Schottky-Dioden) geleitet und erzeugt somit einen Spannungsabfall in Höhe der zweifachen Diodendurchlassspannung. Dieses Spannungssignal ist nun im Gegensatz zum sinusförmigen Diodenstrom rechteckförmig und damit hinsichtlich des Stromnulldurchgangs leicht auswertbar. Die Diodenspannung speist leicht tiefpassgefiltert zwei schnelle Komparatoren, die komplementär betrieben werden. Um Laufzeitunterschiede der positiven und der negativen Flanke zu reduzieren, die in der nachgeschalteten Elektronik entstehen können, werden hier zwei identische Komparatorensätze verwendet, wobei der eine Werte für den positiven Stromnulldurchgang ( $i_{0\_sign+}$ ) und der andere Werte für den negativen Stromnulldurchgang ( $i_{0\_sign-}$ ) des Stroms  $i_0$  liefert. Es wird von den Signalen  $i_{0\_sign+}$

und  $i_{0\_sign-}$  nur jeweils die steigende Flanke ausgewertet. Die fallende Flanke der Komparatoren wird nicht berücksichtigt um Laufzeitdifferenzen der steigenden und fallenden Flanke zu neutralisieren. Um den stabilen Betrieb des Komparators im Umschaltzeitpunkt zu gewährleisten, wird das Ausgangssignal schwach mitgekoppelt.

Die I/O Ports des zu speisenden CPLDs sind für 3,3 V ausgelegt, so dass der bisher verwendete 5 V Pegel gewandelt werden muss. Dieses geschieht durch ein NAND Gatter mit Open-Kollektor Ausgang. Durch den Open-Kollektor Ausgang und den anzupassenden Pull-up Widerstand sind die Durchlaufzeiten für high und low Flanken unterschiedlich. Durch den doppelten komplementären Aufbau des Komparators ist dieses Problem gelöst.

Beim Entwurf dieses Stromnulldurchgangssensors ist davon ausgegangen worden, dass die positive und die negative Flanke ausgewertet werden müssen. Die Hard- und die Software sind soweit verbessert worden, dass nur noch der positive Stromnulldurchgang als Eingangssignal zur Gatesignalansteuerung und zur Frequenzregelung erforderlich ist, so dass nur das Signal  $i_{0\_sign+}$  ausgewertet wird. Die genaue Beschreibung der Gatesignalgenerierung erfolgt in Kapitel 6.2.1. Es besteht die Möglichkeit, das Signal  $i_{0\_sign+}$  über ein PLL-Modul zu führen. Hierdurch wird die Störfestigkeit nochmals verbessert.

### 6.1.3 Stromwandler zur Stromscheitelwertserkennung

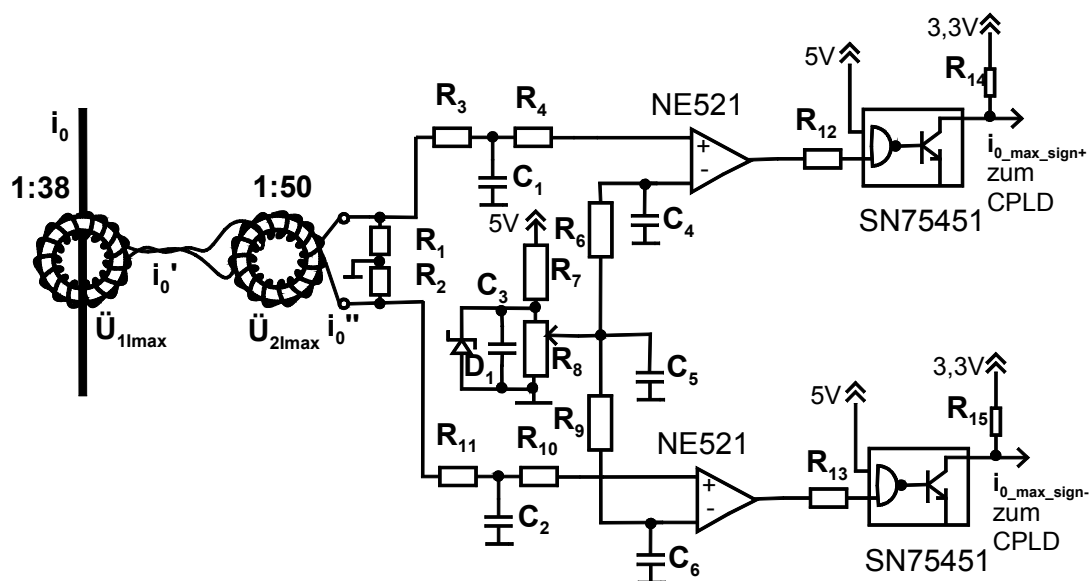


Bild 6.5 Schema des Stromscheitelwertsensors

Der Stromscheitelwertsensor hat die Aufgabe, den Scheitelwert des Stroms mit einem einstellbaren Referenzwert zu vergleichen und falls ein Momentanwert des Stroms den Referenzwert auch nur kurzzeitig überschreitet, der Stromregelung im CPLD dieses Ereignis zu melden. Dieser Referenzwert kann anhand des Potentiometers  $R_8$  eingestellt werden. Des weiteren ist der Sensor in der Lage, zu differenzieren, ob es sich um eine Überschreitung des Referenzwertes in der positiven ( $i_{0\_max\_sin+}$ ) oder in der negativen ( $i_{0\_max\_sin-}$ ) Stromhalbwelle handelt. Dieses ist notwendig, um einer eventuell auftretenden Sättigung des Anpasstransformators entgegenzuwirken. Der Stromscheitelwertssensor benutzt die gleiche Überträgerstruktur wie der Stromnulldurchgangssensor (Bild 6.3).

#### **6.1.4 Differenzstromwandler zur Sättigungsüberwachung**

Erste Simulationen haben ergeben, dass der Einsatz eines Differenzstromwandlers zur Überwachung des Gleichanteils des Primärstroms des Leistungstransformators nötig werden könnte. Es wurden daher entsprechende Eingänge auf der Steuer- und Regelplatine vorgesehen [6]. Ein primärseitig in Reihe geschalteter impulsfester Kondensator könnte diese Aufgaben ebenfalls mit weniger Aufwand übernehmen. Weitere Messungen und Simulationen haben ergeben, dass auf die Verwendung einer Sättigungsüberwachung verzichtet werden kann, wenn regelungsseitig eine symmetrische Spannungszeitflächenverteilung sichergestellt wird. Auf dem Controlboard ist eine Auswerteelektronik für diesen Wandler implementiert (Bild 6.2 oberhalb der  $i_{0\_max\_sign}$  Komperatoren). Auf die Verwendung des Differenzstrom-Wandlers wurde verzichtet, da durch eine verbesserte Software sichergestellt ist, dass der SWR-Ausgangsstrom  $i_0$  keinen Gleichanteil aufweist, der den Leistungstransformator sättigen könnte.

#### **6.1.5 Vorgelagertes Phase Locked Loop (PLL) Modul**

Optional ist es möglich, das Stromnulldurchgangssensorsignal ein PLL-Modul durchlaufen zu lassen. Diese Option lässt sich durch Dipschalter auf dem Controlboard aktivieren. Das PLL bildet mit dem internen VCO (Voltage Controlled Oszillator) einen Tiefpass-Frequenzfilter, der eventuelle Störungen des Stromnulldurchgangssignals  $i_{0\_sign+}$  in Abhängigkeit von seiner mit Hilfe einer RC Kombination einstellbaren Bandbreite herausfiltert. Die Platine mit dem PLL befindet sich auf dem Controlboard. Bei diesem PLL Baustein handelt es sich um das

ICS673-01 IC von der Firma ICS (Integrated Circuit Systems). Dieser PLL-Chip ist auf Anwendungen ausgelegt, die einen kleinen Jitter (Taktzittern, Schwankung der Pulslänge eines Taktes) benötigen. Um eine solche Anwendung handelt es sich bei diesem Schwingkreiswechselrichter. Der mögliche Einsatzbereich des PLLs liegt zwischen 1-120 MHz. Das PLL besitzt zwei interne Frequenzteiler, einen 2- und einen 4-fach Teiler, die auch hintereinander betrieben werden können. Sollte diese Teilung nicht ausreichen, besteht die Möglichkeit, einen speziell auf diesen PLL abgestimmten Frequenzteiler zu benutzen. Hierbei handelt es sich um das IC ICS674-01, das zwei Teilerstrukturen (einen 7- und einen 10-Bit Frequenzteiler) beinhaltet. Durch den Einsatz dieses Teilers ließe sich der VCO in seinem gesamten Eingangsspannungsbereich optimal ausnutzen und die EMV (Elektromagnetische Verträglichkeit) Eigenschaften wären besser, da die Spannungsabhängigkeit der Frequenz durch die folgende Gleichung beschrieben wird:

$$f = k \cdot V_{in} \quad (6.1)$$

Durch eine Erhöhung der Teileranzahl reduziert sich der Faktor k, was im Hinblick auf die EMV-Festigkeit wünschenswert ist. Die Konstante k verhält sich zu der Anzahl der Teiler (N) umgekehrt proportional  $k \sim 1/N$ . Optimal wäre, wenn man von einer Maximalfrequenz des Wechselrichters in Höhe von 800 kHz ausgeht, ein 7-Bit Teiler (1/128). Leider stand das Teiler IC ICS674-01 nicht zur Verfügung, da es nicht lieferbar war. Das PLL-Modul wurde deshalb mit dem internen 3-Bit (1/8) Teiler gefertigt. Der Tiefpassfilter des VCOs wurde auf eine Zeitkonstante von 125 µs eingestellt.

## 6.2 Software

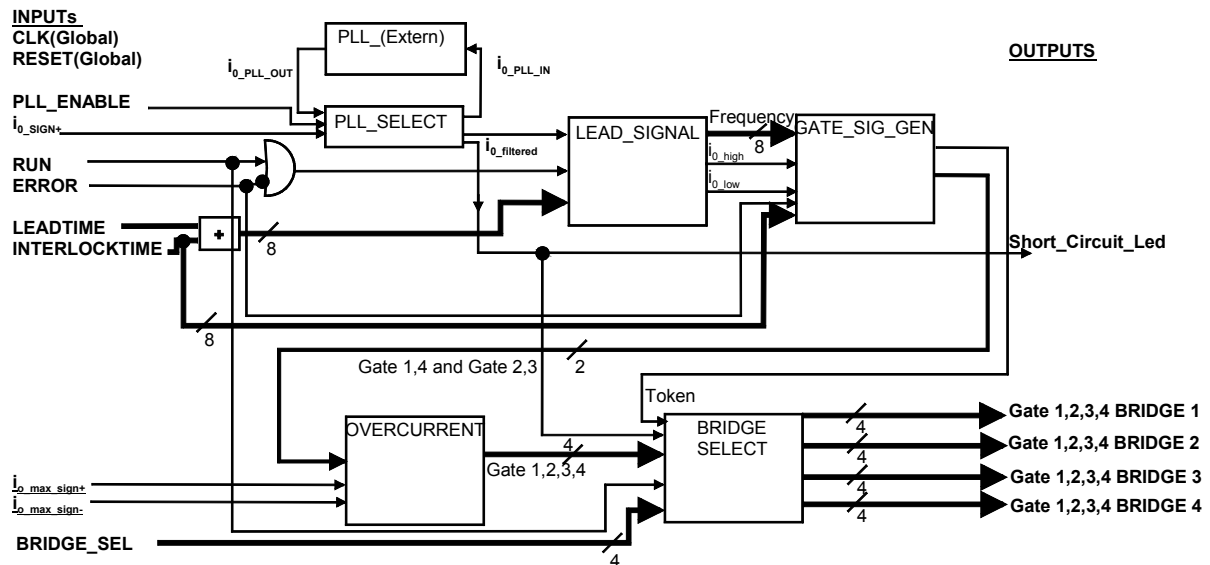


Bild 6.6 Vereinfachter Signalflussplan der Steuerung und Regelung

Bild 6.6 zeigt den vereinfachten Signalflussplan der Frequenzregelung und der Gatesignalgenerierung. Gestartet wird der Betrieb des Schwingkreiswechselrichters mit dem Freigabesignal RUN unter der Voraussetzung, dass kein Fehler vorliegt und der Eingang ERROR im low Zustand ist. Der Anfahrmechanismus des Schwingkreises wird in 6.2.2 erläutert. Ist der Schwingkreis in Betrieb, wird am Eingang  $i_{0\_sign+}$  der Vorzeichenwert des momentanen primärseitigen Wechselrichterausgangsstroms anliegen. Dieses Signal gelangt in den Block **PLL\_SELECT**, der unter anderem die Funktion eines Filters hat. Die Filterung geschieht derart, dass bei einer Änderung des Eingangssignals  $i_{0\_sign+}$  drei aufeinanderfolgende Werte im Takt des CPLDs (10ns) den gleichen Wert aufweisen müssen, um dem Ausgang dieses Filters den gleichen Wert wie dem Eingang zuzuweisen. Ein einzelner kurzer Fehler des Sensorsignals  $i_{0\_sign+}$  kann die Gatesignalgenerierung nicht mehr beeinflussen, solange der Fehler kürzer als 30 ns ist. Damit werden EMV bedingte Störungen, wie sie beim Schalten der IGBTs vorkommen, herausgefiltert. Nachteilig ist hierbei, dass das Signal  $i_{0\_sign+}$  um 30 ns verzögert am Filterausgang anliegt. Dieser Laufzeitfehler kann aber durch eine Erhöhung der Vorlaufzeit (Leadtime) um 30 ns kompensiert werden. Mit Hilfe eines Dipschalters kann das gefilterte Stromnulldurchgangssignal optional über ein externes PLL-Modul geleitet werden, was die Frequenzstabilität weiter erhöht. In diesem Block findet auch die später beschriebene Lastkurzschlusserkennung statt.

Das so gefilterte Signal  $i_{0\_filtered}$  gelangt nun in den Block **Lead\_Signal**. Dieser Block erzeugt aus dem Eingangssignal mit Hilfe einer State-Machine ein Signal, das  $i_{0\_filtered}$  um die Zeit Leadtime + Interlocktime vorläuft, um die systembedingten Laufzeiten wegzukompensieren. Dabei durchläuft das Signal eine Saturation, die die mögliche Ausgangsfrequenz auf 200 kHz bis 600 kHz begrenzt, das bedeutet, wenn das Controlboard kein  $i_{0\_sign+}$  Signal empfängt, werden Gatesignale, die dem 200 kHz Betrieb entsprechen, ausgegeben. Dieses geschieht, um das dauerhafte Einschalten von T1 und T4 oder T2 und T3 (Bild 3.14) zu verhindern, da in diesem Fall der Zwischenkreis über der Hauptinduktivität des Leistungstransformators entladen werden würde. Die Leistungshalbleiter würden dadurch zerstört werden. Als Ausgangssignale verlassen diesen Block die Periodendauer (Frequenz) und die Signale  $i_{0\_high}$  und  $i_{0\_low}$ , die jeweils symmetrische und identische, aber versetzte Einschalt Dauern aufweisen, um Gleichanteile der Spannungszeitflächen und damit mögliche Anpasstransformatorsättigungseffekte zu vermeiden. Falls die Gesamtperiodendauer des gefilterten Stromnulldurchgangssignals  $i_{0\_filtered}$  ein ungerades Vielfaches von 10 ns ist, werden die Längen der Highpegel von  $i_{0\_high}$  und  $i_{0\_low}$  um genau eine Clockperiode (10 ns) unterschiedlich. Es ist implementiert, dass auf einen zu langen Highzustand von  $i_{0\_high}$  beim nächsten Auftreten einer ungeraden Gesamtperiodendauer der Highzustand von  $i_{0\_low}$  um eine Clockperiode verlängert wird. Im Mittel sind die Highzustände von  $i_{0\_high}$  und  $i_{0\_low}$  gleich lang, so dass sich keine unsymmetrische Spannungszeitfläche am Leistungstransformator ausbilden kann. Der nun folgende Block **GATE\_SIG\_GEN** generiert mit Hilfe einer State-Machine die Gatesignale im ungestörten aktiven nicht leistungsgeregelten Betrieb (weitere Erläuterungen in Bild 6.7) und erzeugt ein Signal namens Token, das nach jeder Schwingkreisperiode einen CPLD-Takt lang den Zustand high aufweist (in der übrigen Zeit low). Einen weiteren Eingang bildet das Signal RUN, das in jeder Periode abgefragt wird. Bei Lowzuständen wird die Gatesignal generierende Statemachine im Interlockstatus( OFF) angehalten und es werden allen Gatesignalen Lowwerte zugeordnet.

Die Rohgatesignale Gate 1,4 und Gate 2,3 gelangen zu dem Block **OVERCURRENT**. Hier werden die Freilaufpfade zur Strom- und damit zur Leistungsregelung generiert. Im nicht leistungsgeregelten Betrieb werden die IGBTs T1 und T4 oder in der anderen Halbperiode T2 und T3 eingeschaltet (siehe Bild 3.14). Bei der Schaltung eines Freilaufpfades werden entweder T1 und T3 oder T2

und T4 eingeschaltet. Eine genaue Erläuterung des Leistungsstelleingriffes folgt in Kapitel 6.2.1.

Vom GATE\_SIG\_GEN Block gelangen die Signale Gate 1,4 und Gate 2,3 in diesen Block. Dabei handelt es sich um die Gatesignale für den nicht leistungsgeregelten Betrieb.

Die Stromscheitelwertssignale  $i_{0\_max\_sign+}$  und  $i_{0\_max\_sign-}$  gelangen als Eingangsgröße in diesen Block. Die Highzustände dieser Signale sind meist nur wenige CPLD-Clockperioden lang und müssen in Flip-Flop Speichern zwischengespeichert werden. Weisen die beiden Flip-Flop Speicher den Wert low auf, wird die 4-Bit Ausgangsgröße Gate 1,2,3,4 je nach Zustand von Gate 1,4 und Gate 2,3 auf 1001 (IGBT T1,T4 ein), 0110 (IGBT T2,T3 ein) oder wenn Gate 1,4 und Gate 2,3 beide den Wert low aufweisen auf 0000 (alle IGBTs aus) gesetzt (Gatezuordnung nach Bild 3.14).

Ist aber der  $i_{0\_max\_sign+}$  und/ oder  $i_{0\_max\_sign-}$  Flip-Flop Speicher im Zustand high, wird beim nächsten Einschalten der IGBTs für Gate 1,2,3,4 anstatt 1001 (IGBT T1, T4 ein) der Wert 0101 (Freilauf, IGBT T2, T4 ein) oder für 0110 (IGBT T2, T3 ein) der Wert 1010 (Freilauf, IGBT T1, T3 ein) ausgegeben. Danach wird dem jeweiligen Flip-Flop Speicher wieder der Wert low zugeordnet.

Dabei werden die Signale so erzeugt, dass es hierbei zu keinem Gleichanteil in der Wechselrichterausgangsspannung kommt, das heißt, dass nach jedem Freilaufpfad in der positiven Halbperiode des Stroms  $i_0$  ein Freilaufpfad in der negativen Halbperiode folgen muss. Dieses muss nicht zwangsläufig in der nächsten Halbperiode geschehen, sondern erst nach einem erneuten Überschreiten des Stromamplitudenreferenzwertes.

Der Block **BRIDGE\_SELECT** erzeugt aus dem allgemeinen Gatesignal Gate 1,2,3,4 die auf die einzelnen Brückenmodule zu verteilenden sequentiellen Gatesignale. Dazu wird bei jedem Highpegel des Signals Token die nächste Wechselrichterbrücke eingeschaltet. Mit Hilfe des Dipschalters BRIDGE\_SEL (4-Bit) lassen sich die einzelnen Brücken zu- oder abschalten. Ist z.B. das Bit für die Brücke 3 nicht gesetzt, wird von Wechselrichtermodul 2 gleich automatisch ohne Laufzeitverlust an das Wechselrichtermodul 4 weitergeschaltet. Ist nur das Wechselrichtermodul 2 Bit gesetzt, arbeitet Wechselrichtermodul 2 im Alleinbetrieb. Das Umschalten geschieht jeweils immer im ausgeschalteten Zustand der IGBTs. Einen weiteren Eingang bildet das Signal ERROR. Ist es Low, werden die Wechselrichterausgänge mit den



entsprechenden Gatessignalen beschrieben, ist es high, werden die Ausgänge gesperrt (auf low gesetzt).

Sicherlich ist es möglich, die gesamte Gatesignalgenerierung und Leistungsregelung kompakter in z.B. eine große Statemachine zu überführen. Erfahrungen haben jedoch gezeigt, dass es aus Gründen der Betriebssicherheit günstiger ist, viele einzeln getestete und einwandfrei funktionierende Einzelstatemachines mit nicht zu vielen Zuständen zu generieren. Besonders das Synchronisieren der einzelnen Teile des CPLD Schaltwerks stellt eine nicht zu vernachlässigende Herausforderung dar. Sämtliche Eingangssignale werden mit Hilfe sogenannter D-Flip-Flops (taktflankengetriggert) synchronisiert. Häufig sind diese Synchronisationen auch bei internen Signalen nötig, um z.B. Glitches sicher zu verhindern.

### 6.2.1 Gatesignalgenerierung und Stromregeleingriff

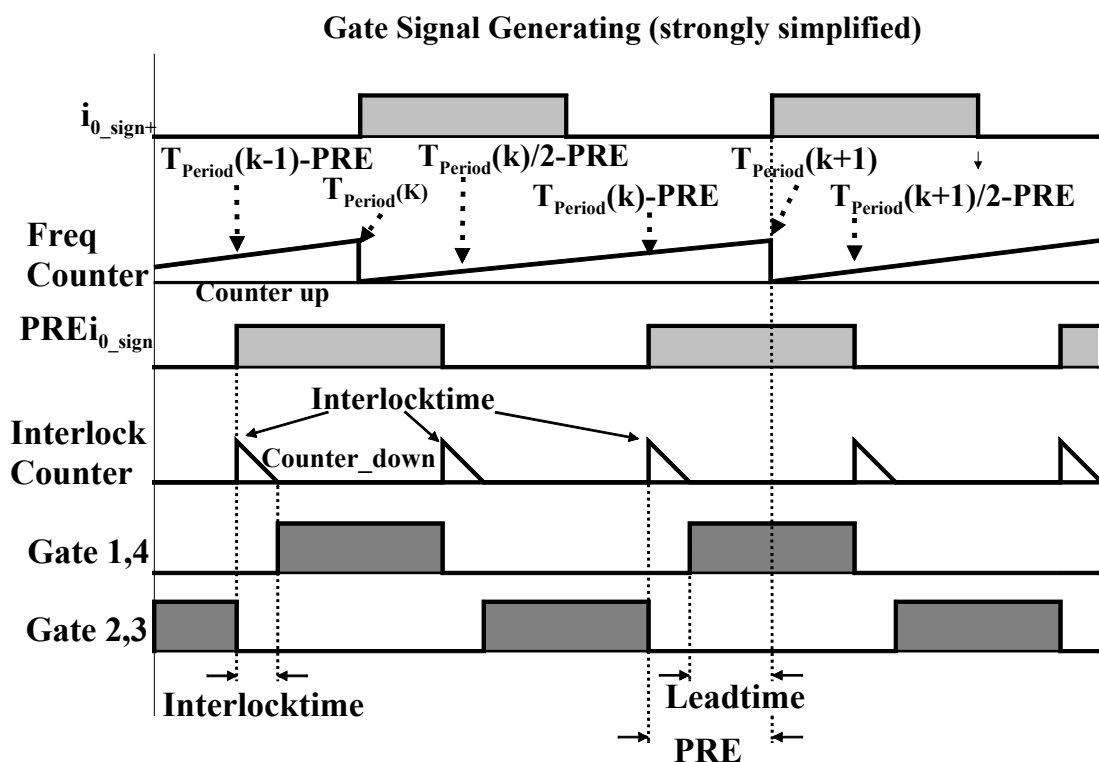


Bild 6.7 Generierung der Gatesignale im ungestörten Betrieb

Die Signalgenerierung folgt im wesentlichen der Darstellung in Bild 6.7. Die Regelparameter Interlocktime und Leadtime können über Schalter auf dem Controlboard eingestellt werden. Die Variable Interlocktime ist gleichbedeutend mit der Verriegelungszeit, in der keiner der Transistoren eingeschaltet ist. Leadtime ist die Variable, die den lauffzeitbedingten Vorlauf des entsprechenden Gatesignals vor

dem Signal  $i_{0\_sign+}$  abbildet. Die Hilfsvariable PRE ist die Summe der Interlock- und Leadtime und wird benutzt, um ein Signal  $PREi_{0\_sign}$  zu generieren, das dem Signal  $i_{0\_sign+}$  um die Interlock- und die Leadtime vorläuft.  $i_{0\_sign+}$ , das Signal des Stromnulldurchgangs im AC-Zweig, ist die einzige Eingangsgröße zur Erzeugung der Gatesignale im nicht leistungsgeregelten Betrieb des Wechselrichters. Mit Hilfe dieses Signals lassen sich die Phasenlage und die Resonanzfrequenz ermitteln. Dieses Signal ist vor Verwendung auf Glitches (temporäre Falschanzeige bei logischen Werten) mit Hilfe eines dreistufigen Filters zu filtern. Es wird eine weitere Variable  $PREi_{0\_sign}$  (ohne Abbildung in Bild 6.6) erzeugt, die dem wirklichen Stromnulldurchgangssignal  $i_0$  um eine einstellbare Zeit vorläuft. Diese Vorlaufzeit entspricht der Variablen PRE. Die Generierung dieses Signals erfolgt mittels des Zählers Freq\_Counter im CPLD. Bei einem positiven Sprung des  $i_{0\_sign+}$  Signals wird der Zähler gestartet und bei einem erneuten positiven Sprung wird der Zähler ausgelesen, auf Null gesetzt und erneut gestartet. Dadurch, dass eine gesamte Periode ausgewertet wird, wirken eventuelle Offsetfehler des Komparators der Messwertaufnahme nicht auf die Regelung. Der Zählwert für eine Periode  $T_{Period}$  wird erfasst und zwischengespeichert. Ein Komparator vergleicht den aktuellen Wert des Zählers Freq\_Counter mit dem Wert  $T_{Period} (k-1)/2 - PRE$ . Wird Freq\_Counter größer als  $T_{Period} (k-1)/2 - PRE$ , wird die Variable  $PREi_{0\_sign}$  auf High gesetzt. Erreicht Freq\_Counter den Wert  $T_{Period} (k-1) - PRE$ , wird  $PREi_{0\_sign}$  wieder auf Low gesetzt. Auf diese Weise wird ein Signal  $PREi_{0\_sign}$  ( $PREi_{0\_sign}$  ist nur zur Veranschaulichung, in Realität sind es die Signale  $i_{0\_high}$  und  $i_{0\_low}$  aus Bild 6.6) erzeugt, das dem Stromnulldurchgangssignal  $i_{0\_sign}$  genau um die Lead- + Interlocktime vorläuft. Es ist zusätzlich noch ein Verfahren implementiert, das sicherstellt, dass die High- und Lowzeiten von  $PREi_{0\_sign}$  Zeiten im Mittel über wenige Perioden gleich sind, um die Wechselrichterausgangsspannung gleichanteilsarm zu halten und die Hauptinduktivität des Anpasstrafo nicht zu sättigen. Dieses wird erreicht, indem bei einer ungeraden Variable  $T_{Period}$  nacheinander wechselseitig die High- oder die Lowzeit von  $PREi_{0\_sign}$  um einen Takt verlängert wird.

Hat sich der Zustand der Variable  $PREi_{0\_sign}$  geändert, wird ein Abwärtszähler Interlock Counter mit dem Anfangswert der Variable Interlocktime gestartet. Erreicht der Zähler den Wert 0, wird das entsprechende Gatesignal auf High gesetzt. Es wird wieder auf Low gesetzt, wenn  $PREi_{0\_sign}$  seinen Zustand ändert. Damit sind Gatesignale generiert, die dem ursprünglichen Gateausgangssignal  $i_{0\_sign+}$  um die

Leadtime vorlaufen und um die Interlocktime verriegelt sind. Dieses geschieht auch, wenn die Resonanzfrequenz sich ändert.

Die Gatesignale werden auf jede Resonanzfrequenz (interne Softwarelimitierung von 200 kHz bis 600 kHz) angepasst. Bild 6.9 zeigt das Ergebnis einer Simulation, bei

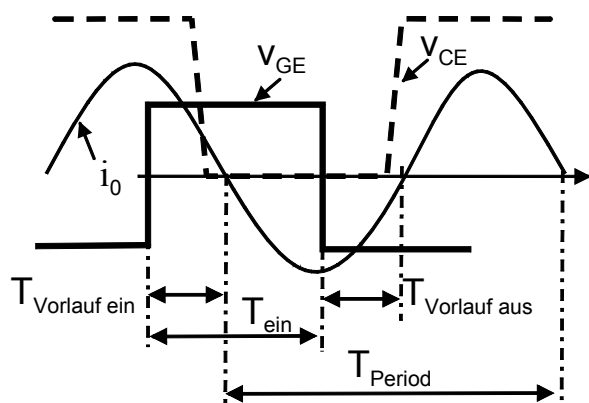


Bild 6.8 Definition der Parameter

der sich die Resonanzinduktivität  $L_{\text{Load}}$  infolge von Erwärmungsprozessen innerhalb von 15  $\mu\text{s}$  von 1  $\mu\text{H}$  auf 0,7  $\mu\text{H}$  verringert. In der Simulation ist der gleiche Frequenzregelalgorithmus implementiert wie auf dem Controlboard (die PLL Funktion ist abgeschaltet), so dass die Ergebnisse auf den bestehen Schwingkreiswechselrichter übertragen werden können. In Bild 6.9 werden die

Änderungen der Zeiten  $T_{\text{Vorlauf ein}}$ ,  $T_{\text{ein}}$  und  $T_{\text{Vorlauf aus}}$  in Bezug auf den eingeschwungenen Zustand vor der Frequenzerhöhung und die Gesamtperiodendauer  $T_{\text{Period}}$  beobachtet (Definition siehe Bild 6.8). Das obere

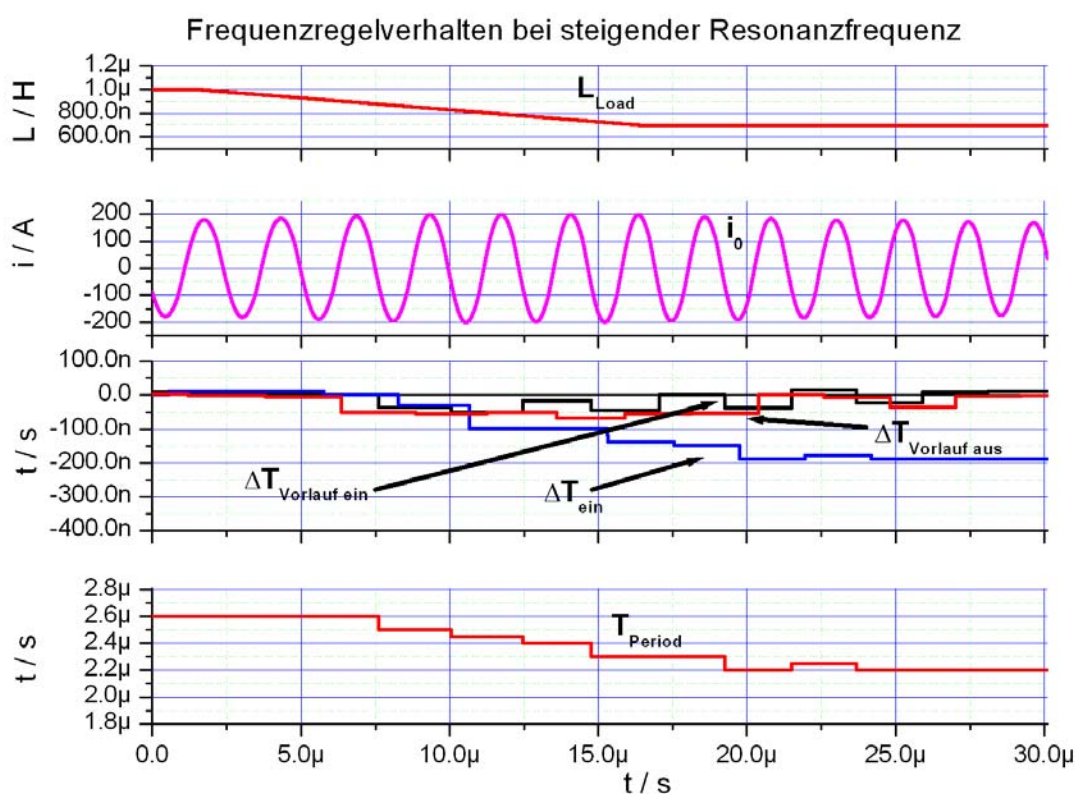


Bild 6.9 Simulation des Frequenzregelverhaltens bei steigender Resonanzfrequenz

Diagramm des Bildes 6.9 beschreibt das Absinken der Schwingkreisinduktivität  $L_{\text{Load}}$ . Der Wechselrichterausgangsstrom wird im darunter liegenden Diagramm abgebildet. Es ist eine zu erwartende Frequenzerhöhung mit sinkendem  $L_{\text{Load}}$  erkennbar.  $\Delta T_{\text{Vorlauf ein}}$  und  $\Delta T_{\text{Vorlauf aus}}$  bleiben während der Frequenzänderungen bis auf geringe Abweichungen fast konstant. Nach Abschluss der Frequenzänderungen bleibt keine statische Abweichung. Das heißt, der Ein- und Ausschaltzeitpunkt ist unabhängig von der Frequenz immer im optimalen durch Lead- und Interlocktime eingestellten Zeitpunkt. Die Einschaltzeit  $T_{\text{ein}}$  sinkt erkennbar mit Zunahme der Frequenz, die an der sinkenden Schwingungsperiodendauer  $T_{\text{Period}}$  des Stroms  $i_0$  im unteren Diagramm erkennbar ist. Der Steuersatz stellt sich selbstständig auf die Resonanzfrequenz ein und berücksichtigt dabei die Systemtotzeiten, so dass die Schaltvorgänge im optimalen Zeitpunkt stattfinden.

Es hat sich gezeigt, dass es günstig für die Funktionssicherheit ist, wenn  $i_{0\_sign+}$  durch ein externes PLL gefiltert wird, um das System störunanfälliger zu machen. Diese Option ist per Dip-Schalter zuschaltbar. Die Gatesignalgenerierung und Frequenzregelung läuft im stationären Zustand stabil, solange gilt:

$$T_{\text{Periode}} > 2 \cdot (\text{Interlocktime} + \text{Leadtime}) \quad (6.2)$$

Durch eine Frequenzbegrenzung von 200 kHz – 600 kHz ist bei den hier verwendeten Vorlauf- und Verriegelungszeiten die Funktion sichergestellt.

Um die Leistung im Lastkreis zu regeln, ist als Stelleingriff das Schalten von Freilaufpfaden vorgesehen [7]. Bild 6.10 zeigt den Signalfussplan der Stromregelung. Die Möglichkeit, den Magnetisierungsstrom, wie in Bild 6.1 und 6.10 abgebildet, direkt mit Hilfe eines Differenzstromwandlers zu regeln, besteht, wird aber nicht benutzt. Es ist also nur der äußere Regelkreis aus Bild 6.10 wirksam.

Freilaufpfade werden als Stelleingriff zur Regelung des Laststroms geschaltet. Damit wird indirekt die auf das Werkstück übertragene Leistung geregelt. Ein Freilaufpfad entsteht, wenn die zwei Highside- oder Lowsideschalter eines Wechselrichtermoduls eingeschaltet werden, so dass der Laststrom durch die Module fließen kann, ohne in den Zwischenkreis zurück zu speisen, was dem Resonanzkreis Energie entziehen würde. Während eines Freilaufes fließt der Laststrom durch jeweils einen IGBT und eine Diode. Das Schalten von Freilaufpfaden erfolgt, sobald der Scheitelwertssensor Spitzenwerte des Strom detektiert, die oberhalb eines mit Hilfe eines Potentiometers festgelegten Referenzwertes liegen. Bild 6.11 zeigt einen Stromregeleingriff durch

das Schalten von Freilaufpfaden. Der Laststrom wird dabei auf etwa 40 A Effektivstrom geregelt. In den Zeitpunkten, in denen der Strom  $I_C$  negativ ist, leitet die antiparallele Diode des IGBTs. Bild 6.12 zeigt den Wechselrichterausgangsstrom  $i_0$  über viele Perioden während der Stromregelung. Deutlich erkennt man die unterschiedlichen Amplitudenhöhen von 100 A bis 160 A.

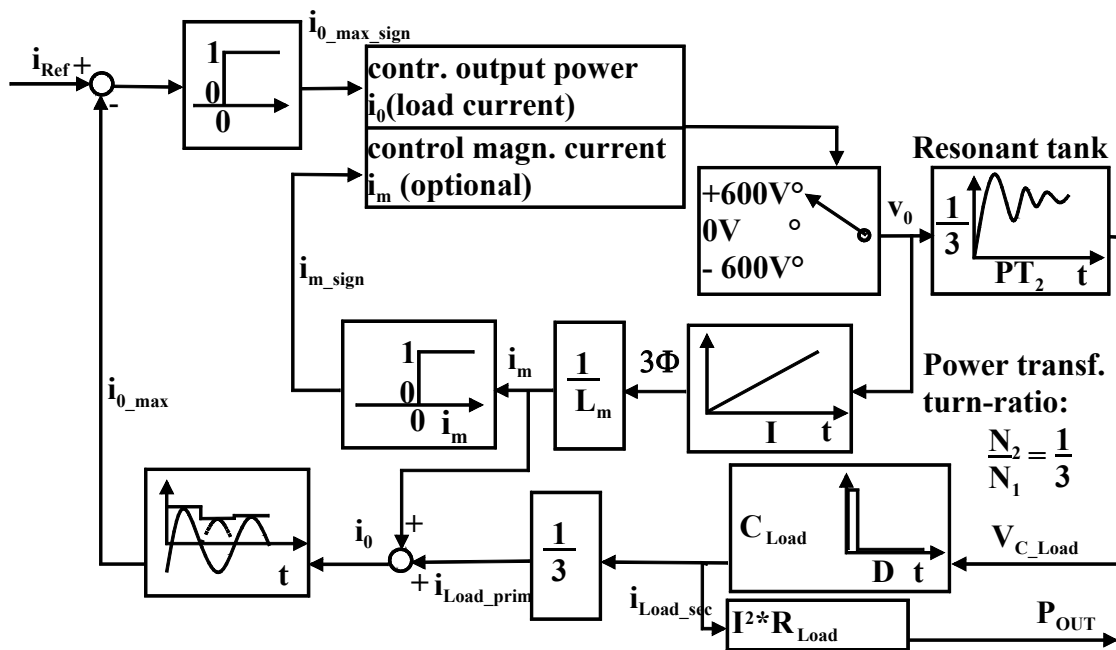


Bild 6.10 Signalflussplan der Stromregelung

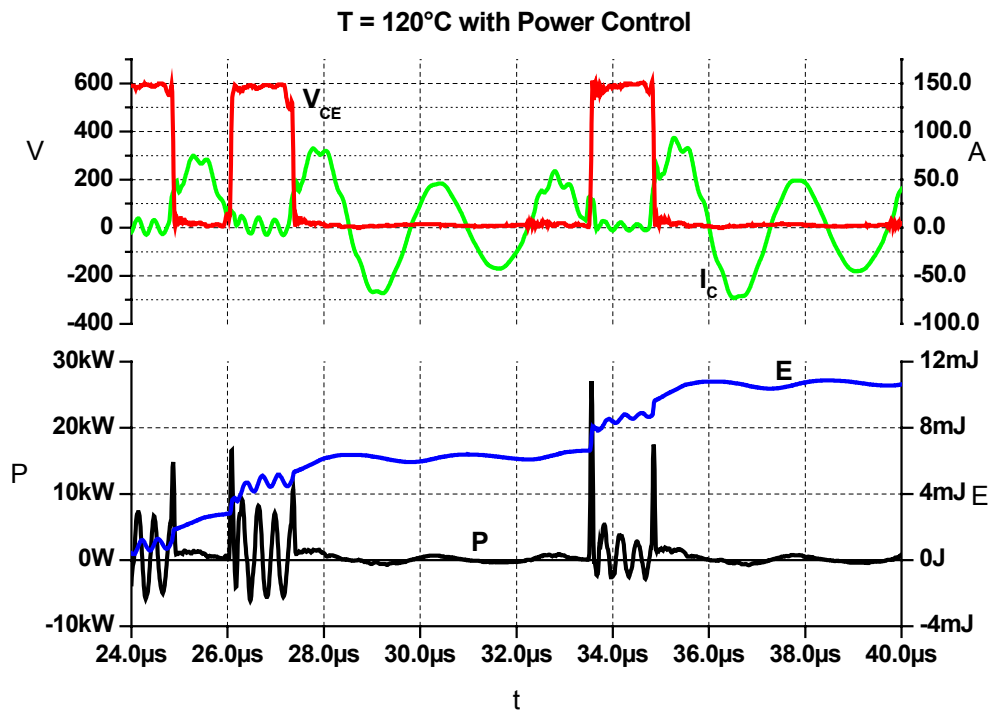


Bild 6.11 Leistungsregelung durch Schaltung von Freilaufpfaden

Problematisch ist bei dieser Art der Stromregelung, dass durch eine Freilaufhalbperiode Spannungszeitflächen an der Last und damit auch am Leistungstransformator fehlen. Kommt es zu mehreren Freiläufen nacheinander in gleicher Laststromrichtung, kann es zu Sättigungseffekten an dem Leistungsanpasstransformator kommen. Dieser sättigt bei etwa drei positiven oder negativen Spannungszeitflächen (Startwert  $i_m = 0$  A) bei einer Zwischenkreisspannung von 600 V und einer Frequenz von 400 kHz.

Auch wenn eine Sättigung verhindert werden kann, hat ein Gleichanteil im Strom negative Einflüsse auf die Stromnulldurchgangserkennung, wie Bild 6.13 zeigt. Wird ein Freilauf in nur einer Halbperiode geschaltet, integriert sich der Strom  $i_m$  der Hauptinduktivität des Anpasstransformators durch die nun fehlende Spannungszeitfläche auf.  $i_m$  hat nun einen Gleichanteil. Durch diesen verschieben sich die Stromnulldurchgänge um wenige 10 ns und die zeitlich optimale Ansteuerung der IGBTs wird negativ beeinflusst. Um diesen DC Anteil zu verhindern, muss der nächste Freilaufpfad in der anderen Halbperiode stattfinden. Dieses muss aber nicht zwingend in der nächsten Periode geschehen, sondern es reicht aus,

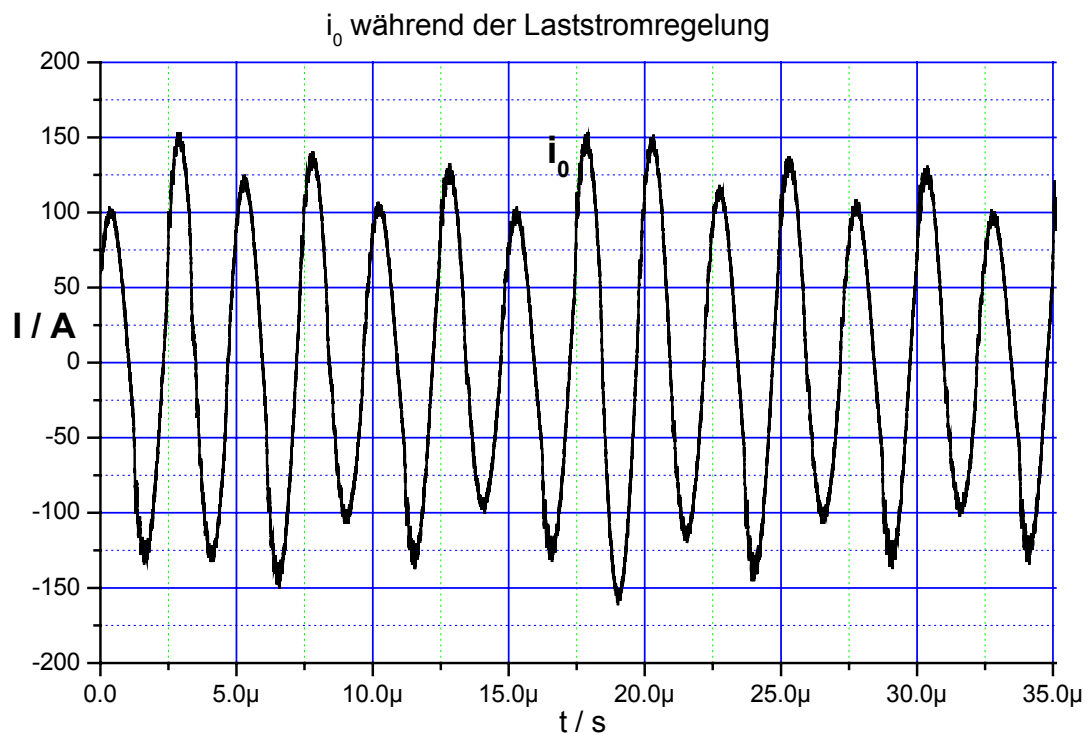


Bild 6.12 Messung des Wechselrichterausgangsstroms bei der Leistungsregelung

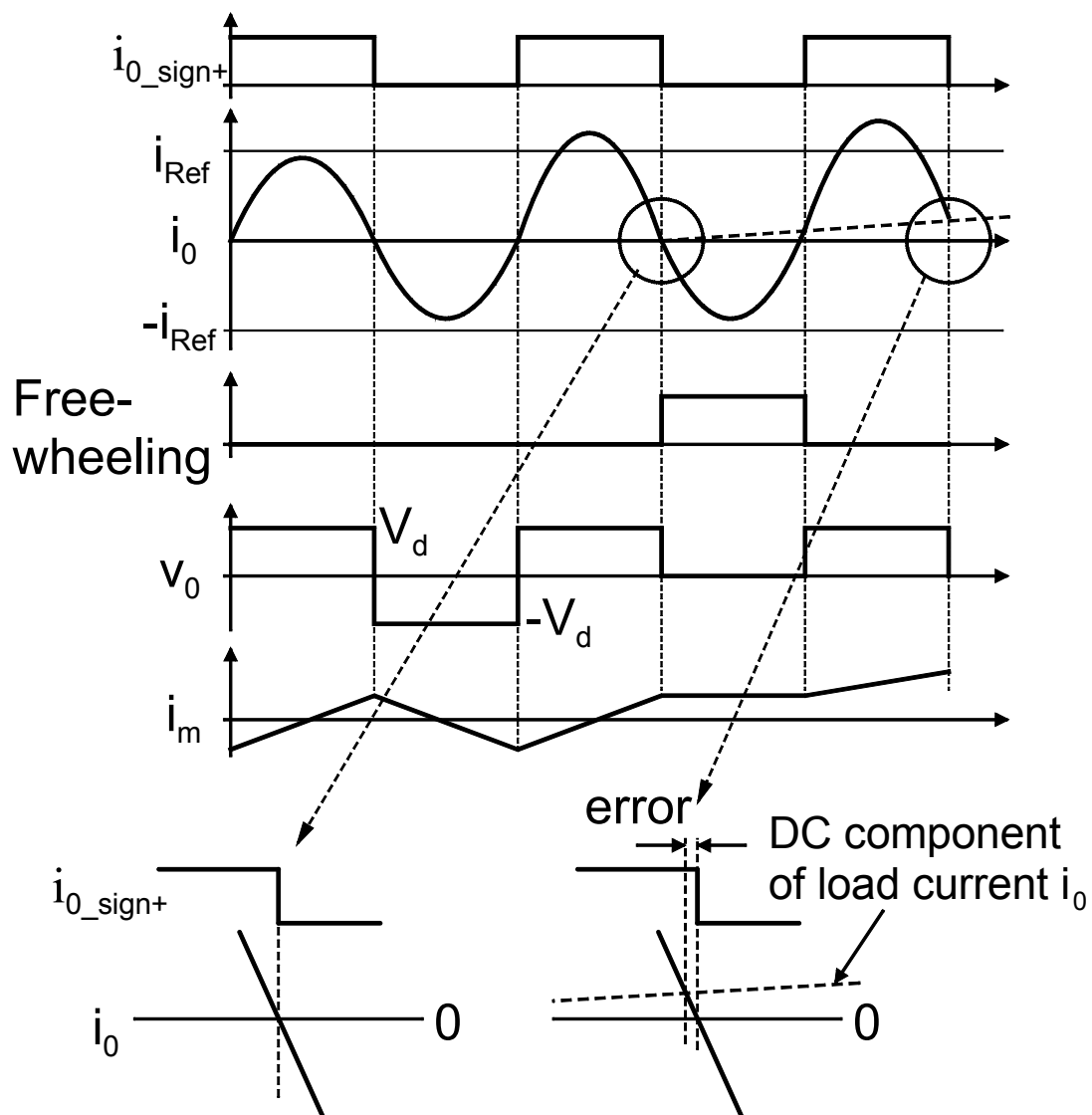


Bild 6.13 Einfluss eines Freilaufs auf den Stromnulldurchgang

wenn dieses bei einer weiteren Stromsollwertüberschreitung geschieht. Die Leistungssteuerung verfügt über diese Möglichkeit. Ein Auftreten von Sättigungserscheinungen ist somit wirksam verhindert.

### 6.2.2 Anfahrkonzept

Das Anfahren des Schwingkreiswechselrichters stellt ein Problem dar, da das Signal  $i_{0\_sign}$  noch nicht stabil zur Verfügung steht, aber notwendig für die Erzeugung von Gatesignalen ist. Um diese Größe zu gewinnen, werden 3 Gatesignal Perioden mit einer Frequenz von 400 kHz starr aus dem CPLD erzeugt. Danach wird das Signal  $i_{0\_sign+}$  für die Gatesignalerzeugung benutzt. Wird das PLL Eingangsfiler verwendet, sind diese 3 Perioden nicht ausreichend, um die VCO Spannung auf die Resonanzfrequenz einzustellen, da die Chargepump-Tiefpassfilter-Kombination auf eine Zeitkonstante von 125  $\mu$ s eingestellt ist. Es ist günstig, den VCO Kondensator mit einer Spannung zu laden, die der Resonanzfrequenz des Schwingkreises in Höhe von 400 kHz entspricht. Dieses geschieht durch das dauerhafte Betreiben des PLLs mit 400 kHz vor der Freigabe der Gatesignale. Das 400 kHz Signal wird mit Hilfe des CPLDs erzeugt. 3 Perioden nach dem Start wird der PLL mit dem Stromnulldurchgangssignal  $i_{0\_sign+}$  versorgt (etwa gleiche Phasenlage wie 400 kHz Signal) und die Frequenz und die Gatesignale können sich frei einstellen.

### 6.2.3 Schutzkonzepte und Kurzschlussüberwachung

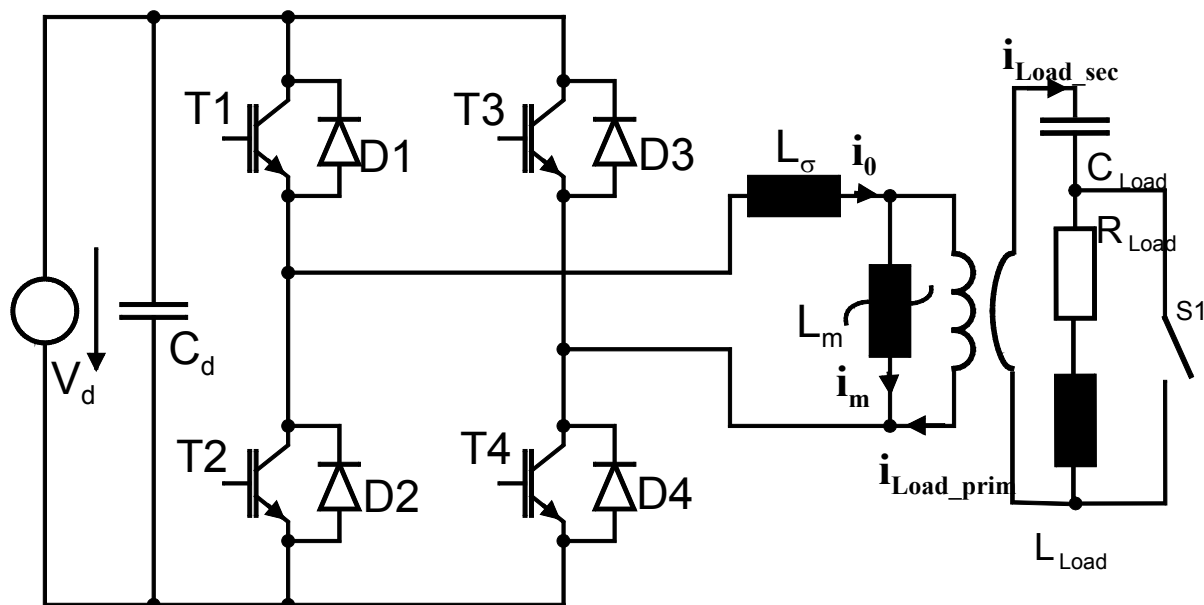


Bild 6.14 Eine Einzelbrücke speist den Resonanzkreis mit Kurzschlussschutz



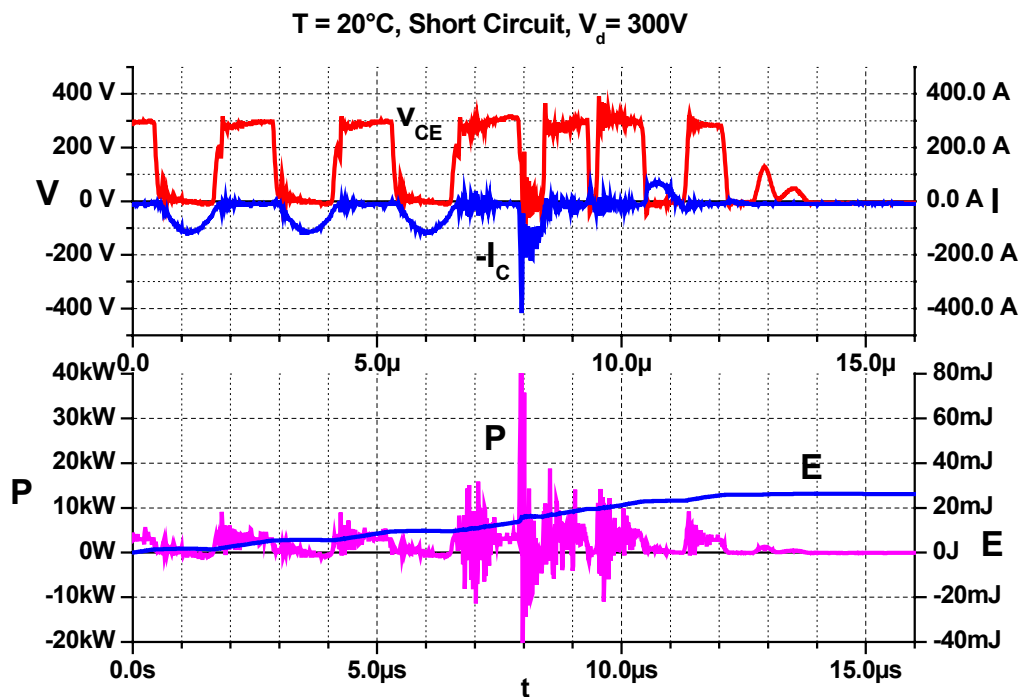


Bild 6.15 Messung eines Lastkurzschlusses mit Fehlererkennung

Ein häufiger Fehlerfall beim induktiven Erwärmen ist der Kurzschluss des Induktors durch flüssige Metallstücke. Hierbei kann der gesamte Induktor, aber auch nur Teile davon betroffen sein. Bild 6.14 gibt einen Eindruck des Fehlerfalls, der mit Hilfe eines ausreichend dimensionierten Lastschützes nachgebildet wird. Hierbei wird von einem vollständigen Kurzschluß des Induktors ausgegangen. Dieser Fehler stellt den ungünstigsten Fall dar. Unter Vernachlässigung des Anpasstransformators und seiner Streuinduktivität  $L_\sigma$  speist der Wechselrichter auf einen je nach vorherigem Betriebszustand geladenen Kondensator des Schwingkreises. Die Strombelastung der Schalter wäre extrem hoch. Durch die in diesem Fall günstige Streuinduktivität des Transformators wird der Stromanstieg gemildert und es wird sich ein Resonanzkreis aus der Streuinduktivität und dem Resonanzkondensator bilden. Da die Streuinduktivität des Trafos deutlich kleiner als die der Lastinduktivität ist, wird die Resonanzfrequenz stark nach Formel 2.5 ansteigen. Diesen Resonanzfrequenzanstieg wird der Stromnulldurchgangssensor erfassen und an das Controlboard weiterleiten, wo er ausgewertet wird. Das Controlboard geht von einem Kurzschluss aus, wenn 3 aufeinanderfolgende Halbperioden eine Frequenz von größer als 800 kHz erkannt haben. Wird ein Fehler erkannt, werden die Gatesignale gesperrt. Diese Auswertung dieses Signals muss ohne PLL-Filter erfolgen. Im  $i_{0\_sign+}$

Eingang des Controlboards ist ein dreistufiger Filter implementiert, der kurze Störungen im ns Bereich herausfiltert und die Kurzschlusserkennung durch die Frequenzerhöhung nicht verhindert. Im Controlboard ist solch eine Kurzschlusserkennung implementiert und erfolgreich getestet worden (Bild 6.15). Dazu wurde das Kurzschlusschutz im Betrieb geschlossen. Diese Demonstration wurde bei einer reduzierten Zwischenkreisspannung in Höhe von 300 V vorgenommen, um die Leistungshalbleiter nicht zu gefährden. Der Kurzschluss geschieht bei etwa 8  $\mu\text{s}$  und bei 12,5  $\mu\text{s}$  sieht man einen Anstieg der Kollektor-Emitterspannung auf Werte, die nicht 0 V oder der Zwischenkreisspannung von 300 V entsprechen. Ab diesem Zeitpunkt sperren alle IGBTs.

Bei Standardwechselrichtern mit kleinerer Frequenz wird häufig die Kollektor-Emitterspannung im eingeschalteten Zustand überwacht, um Kurzschlüsse zu detektieren. Dieses ist bei den hier angewendeten hohen Schaltfrequenzen nicht einfach möglich, da die Einschaltzeit eines IGBTs etwa 1,1  $\mu\text{s}$  beträgt. In dieser einen  $\mu\text{s}$  fällt die Kollektor-Emitterspannung noch nicht auf ihren stationären Wert, da der Ladungsträgergenerationsprozess noch nicht stationär ist. Die Spannung kann noch mehr als 10 V zum Ende der Einschaltzeit betragen, die so nicht von den im Treiber verbauten Bausteinen erkannt werden kann. Aus diesem Grund wurde auf eine  $V_{\text{CE}}$  Überwachung verzichtet.

### 6.3 Einfluss der Reglereinstellungsparameter Lead- und Interlocktime auf die Halbleiterverluste

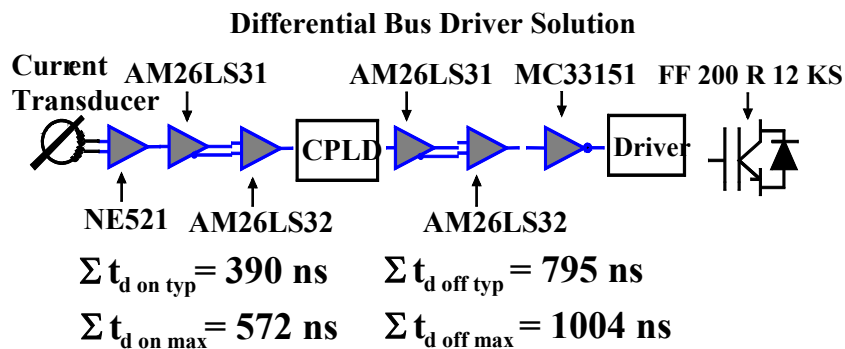


Bild 6.16 Totzeitkette der Signalübertragung

Der Anwender kann durch das manuelle Verändern der Parameter Lead- und Interlocktime Einfluss auf das Schaltverhalten

der Halbleiter nehmen. Werden die Einstellungen nicht korrekt gewählt, steigt die

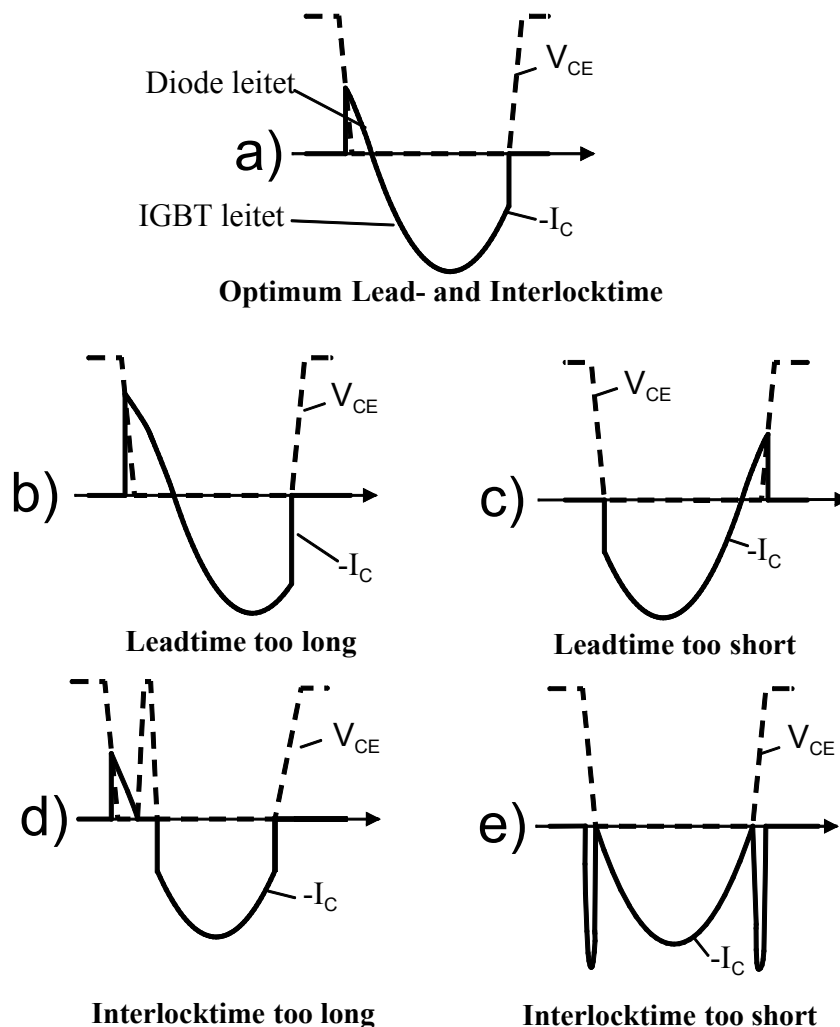


Bild 6.17 Einfluss der Regelparameter Lead- und Interlocktime

Verlustleistung der Halbleiter stark an, da bei einer groben Fehleinstellung nicht mehr von einem weichen Schalten gesprochen werden kann. Die Leadtime wird benutzt, um Laufzeiten der Datenverarbeitung und der Treiber zu kompensieren. In Bild 6.16

ist die Totzeit des Übertragungsweges dargestellt. Diese Darstellung bezieht sich noch auf ein Vorgängermodell des aktuellen Controlboards, das nur für eine Wechselrichterbrücke ausgelegt ist. Die Datenübertragung geschieht hierbei noch mit einem differentiellen Bus. Ein Grossteil der Totzeit wird von dem Treiber und dem IGBT verursacht. Das Datenblatt des IGBTs bezieht sich auf hartes Schalten mit dem empfohlenen Gatewiderstand. In dieser Anordnung wird der IGBT ohne externe Gatewiderstände betrieben, um das Gate schnellstmöglich umzuladen. Der IGBT verfügt weiterhin über einen internen Gatewiderstand in Höhe von  $2,5 \Omega$ , so dass der Gatestrom weiterhin limitiert bleibt. Der abzuschaltende Strom in dieser Applikation (70 A) ist nur etwa ein Drittel der im Datenblatt beschriebenen Stromhöhe (200A). Die optimalen Einstellungen können am günstigsten durch Ermittlung des Betriebspunktes mit der kleinsten Verlustleistung ermittelt werden. Um eine ungefähre Einstellung zu ermitteln, ist es möglich, anhand des Verlaufs der Kollektoremitterspannung  $V_{CE}$  und des Kollektorstroms  $I_C$  auf günstige Einstellungen zu schließen. Bei feldgesteuerten Bauelementen sind die Einschaltverluste in der Regel größer als die Abschaltverluste. Aus diesem Grund wird eine Einstellung gewählt, bei der der Einschaltvorgang stromlos ist. Bild 6.17 gibt einen Überblick über die Einstellungen und die Effekte auf die Kollektoremitterspannung  $v_{CE}$  und den Kollektorstrom  $I_C$ . Der Kollektorstrom ist negiert dargestellt. Es seien die Verhältnisse für den IGBT T2 in Bild 6.14 dargestellt.

Bild 6.17a gibt eine optimale Einstellung wieder. Der Ausschaltvorgang erfolgt kurz vor dem natürlichen Stromnulldurchgang. Der Kollektorstrom  $I_C$  von T1 kommutiert kurz vor dem natürlichen Stromnulldurchgang auf D2. Der abzuschaltende Strom und damit auch die Schaltverluste sind gering. Der Strom kommutiert auf den IGBT T2, der bereits ein positiv geladenes Gate besitzt. Die Einschaltverluste sind somit minimal.

In Bild 6.17b ist die Leadtime zu groß gewählt. Der Abschaltvorgang geschieht bei größeren Strömen als bei a) und die Schaltverluste werden größer werden.

In Bild 6.17c ist die Leadtime zu klein. T1 schaltet während des natürlichen Stromnulldurchgangs aus. Der Strom kann nicht von T2 übernommen werden, da die Gatespannung noch negativ ist. Der Strom fließt durch D1, bis T2 eingeschaltet wird. Der Einschaltvorgang ist nicht weich und die Einschaltverluste werden steigen.

In Bild 6.17d ist die Interlocktime zu groß. T1 schaltet wie in Fall a) optimal ab. D2 leitet, aber der Strom erreicht den natürlichen Stromnulldurchgang, ohne dass an T2

eine positive Gatespannung anliegt. T2 schaltet hart ein und die Diode D1, die zwischenzeitlich den ansteigenden Strom übernommen hat, schaltet zusätzlich aus. Die Schaltverluste sind hoch.

In Bild 6.17e ist die Interlocktime zu kurz. Eine kurze Zeit leiten der obere und der untere IGBT der Halbbrücken gleichzeitig. Dabei liegt die volle Zwischenkreisspannung über der Halbbrücke an. Die Halbleiterverluste werden sehr groß. Dieser Betriebszustand ist zu vermeiden.

Bild 6.18 gibt einen Überblick über verschiedene Lead- und Interlocktime Einstellungen. Alle Messungen sind mit abgeschalteter Stromregelung und mit einem  $0,34 \, \Omega$  Widerstand im Resonanzkreis durchgeführt worden. Für diese Messungen wurde noch das Vorgängermodell der Ansteuerkarte benutzt, so dass die

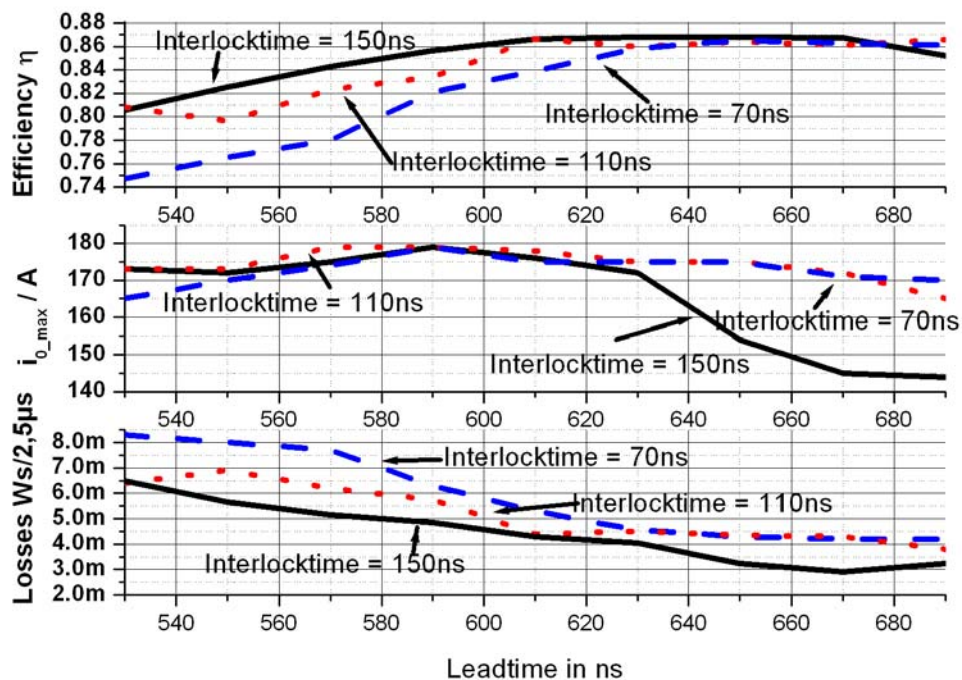


Bild 6.18 Messungen des Wirkungsgrads, des Stromspitzenwerts und der Verlustenergie bei Veränderung der Lead- und Interlocktime Parameter

Verzögerungskette aus Bild 6.16 Gültigkeit besitzt.

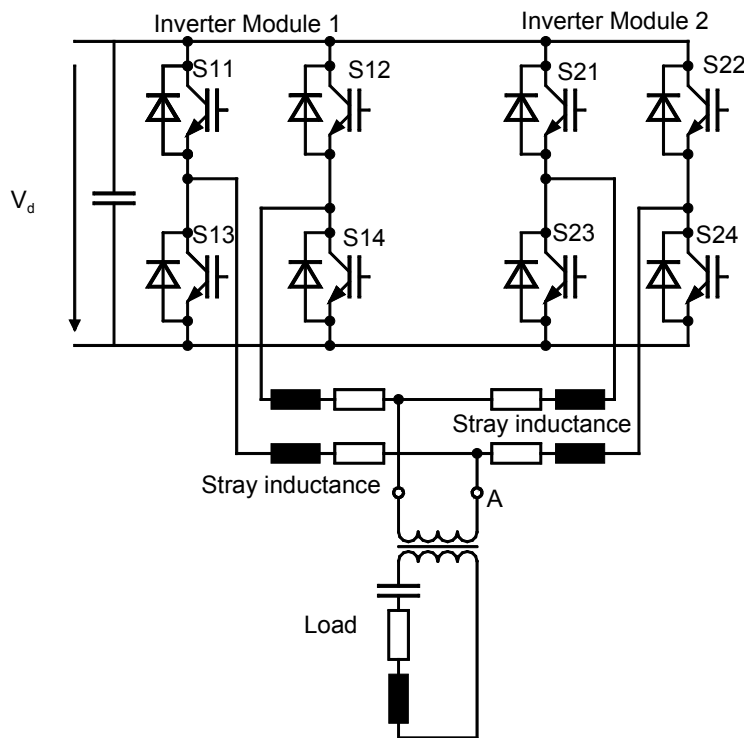
Wird die Vorlaufzeit (Leadtime) zu kurz gewählt ( $< 580$  ns), sinkt der maximale Ausgangsstrom. Die Verlustenergie steigt infolge des jetzt stattfindenden harten Einschaltens an und der Wirkungsgrad sinkt ab. Diese Entwicklung wird besonders deutlich bei einer Verriegelungszeit (Interlocktime) von nur 70 ns. Wird die Vorlaufzeit (Leadtime) zu groß gewählt (Bereich ab 650 ns), müssen größere Ströme vom IGBT abgeschaltet werden. Die Spannungszeitflächen am gedämpften Resonanzkreis

nehmen ab und damit auch der maximale Wechselrichterausgangsstrom  $i_{0\_max}$ . Die Verluste am Halbleiter müssten infolge des härter werdenden Schaltens ansteigen. Sie tun es aber infolge des niedrigeren Wechselrichterausgangsstrom  $i_{0\_max}$  nicht. Der Bereich der optimalen Vorlaufzeit liegt zwischen 600 und 640 ns. Die optimale Verriegelungszeit liegt bei 110 ns, ist aber hinsichtlich der Einstellung um  $\pm 10$  ns tolerant. Es zeigt sich, dass eine Zeitauflösung von 10 ns der Gateansteuerung absolut ausreicht. Eine kleine bessere Auflösung würde den Wirkungsgrad nicht weiter maximieren.

## 7 Vergleichende Messergebnisse des Allein-, des Parallel- und des sequentiellen Parallelbetriebs

### 7.1 Versuchsaufbau und Einstellungen

In [14] wurde das Verfahren zur sequentiellen Taktung von parallelgeschalteten Schwingkreiswechselrichtern (Bild 2.5) beschrieben. Bisher war eine Parallelschaltung



mit parallelbetriebenen Wechselrichtern üblich. Um die in [14] vorausgesagten Einsparungen bei der Verlustleistung der Halbleiterschalter nachzuweisen, wurde dieser Versuch durchgeführt (Aufbau nach Bild 7.1). Der Schwingkreiswechselrichter wird in den folgenden Betriebsmodi betrieben:

Bild 7.1 Übersicht Schwingkreiswechselrichter

- Alleinbetrieb:** nur Wechselrichtermodul 1 (Bild 7.1) ist aktiv; Wechselrichtermodul 2 ist passiv, d.h. die IGBTs sind ausgeschaltet, die antiparallelen Dioden können genutzt werden
- Strenger Parallelbetrieb:** Beide Inverter Module bekommen exakt das gleiche Ansteuersignal
- Sequentieller Parallelbetrieb:** Die Wechselrichter werden nacheinander betrieben

Die Verriegelungszeit beträgt jeweils 130 ns und die Vorlaufzeit 580 ns. Die Temperatur der Kühlkörper beträgt bei allen Messungen jeweils 115°C. Die Leistungshalbleiter werden extern beheizt. Bei diesem Versuchsaufbau handelt es sich um Kurzzeitmessungen mit einer Betriebszeit von wenigen 100 µs. Die Temperatur der Halbleitersperrschicht ändert sich hierbei nur unwesentlich und kann als konstant 115°C angenommen werden. Aufgenommen wurden die folgenden Kurven mit Messtechnik mit den folgenden Bandbreiten:

$V_{GE}(t)$ : Differentieller Tastkopf mit 100 MHz Bandbreite

$V_{CE}(t)$ : Konventioneller 100:1 Tastkopf mit 400 MHz Bandbreite

$I_C(t)$ : Messung durch einen niederinduktiven Shuntwiderstand (wie in 3.12.2 beschrieben). Gemessen wird der Emitterstrom des IGBTs abzüglich des Gatestroms durch den Hilfsemitter. Diese Messform war erforderlich, da die  $V_{CE}$  und  $I_C$  Messung nicht potentialgetrennt verlaufen können.

Der zu vermessende IGBT ist jeweils der Schalter S14 bzw. S24 (Bild 7.1). Da der Emitteranschluss dieses lowside IGBTs keinen Potentialsprüngen unterworfen ist, wird hiermit einem kapazitiven Verschiebestömen vorgebeugt. Dennoch wurde jedes Messkabel zur Gleichtaktunterdrückung durch einen Ferritkern geführt, da Gleichtaktstörungen bei diesen Spannungsteilheiten nicht ausgeschlossen werden können.

Verlustleistungsmessungen mit dem Oszilloskop durch Messung von Strömen und Spannungen unterliegen immer Messfehlern, wie z. B. Laufzeitverschiebungen, Rauschen, Bandbreitenbegrenzungen und anderen Fehlerarten. Die Ergebnisse dieses Versuch sollen nur eine Einschätzung der Verluste auf bis zu ca. 10% Genauigkeit erlauben. Genauere Messungen sind nur mit der deutlich aufwendigeren kalorimetrischen Methode möglich, die aber einen eingeschwungenen Zustand und Dauerlastfähigkeit des Versuchsstandes voraussetzt. Diese Möglichkeiten sind bei dem hier vorgestellten Kurzzeitversuchsaufbau nicht gegeben, weshalb auf diese Messmethode verzichtet werden musste.



## 7.2 Alleinbetrieb

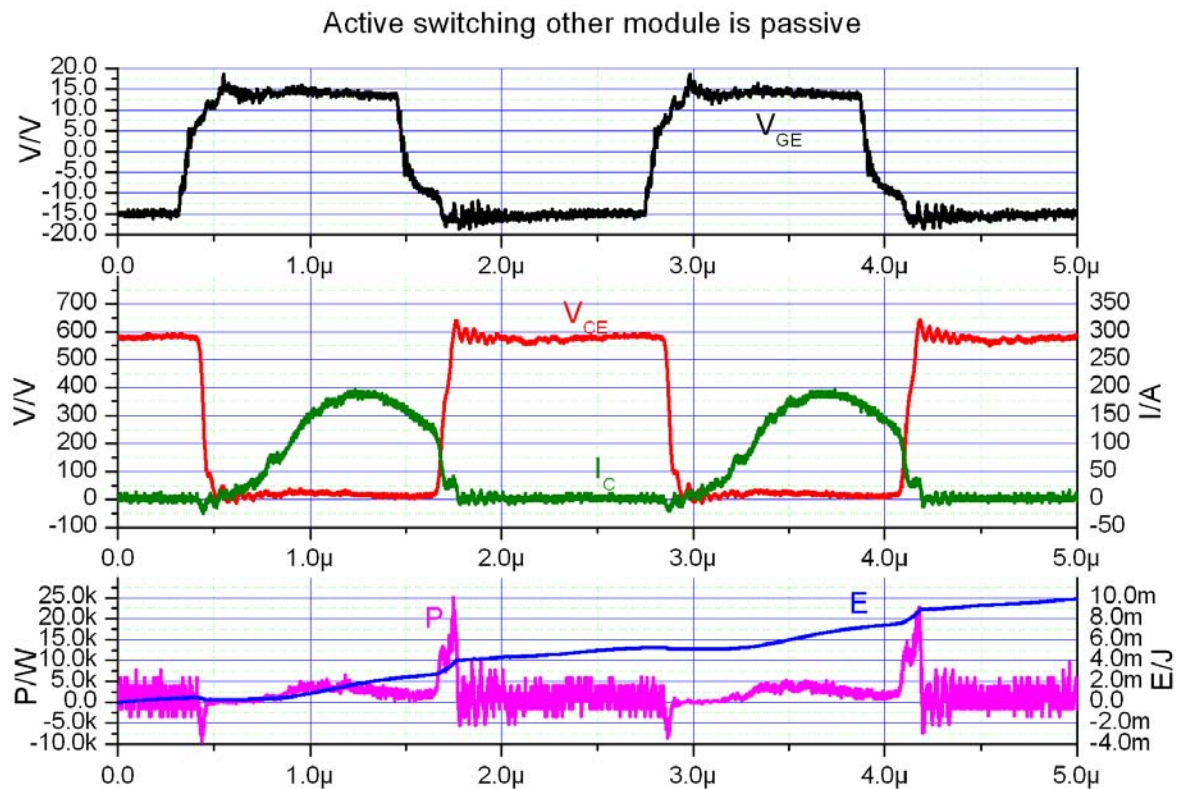


Bild 7.2 Alleinbetrieb des aktiven Wechselrichtermoduls

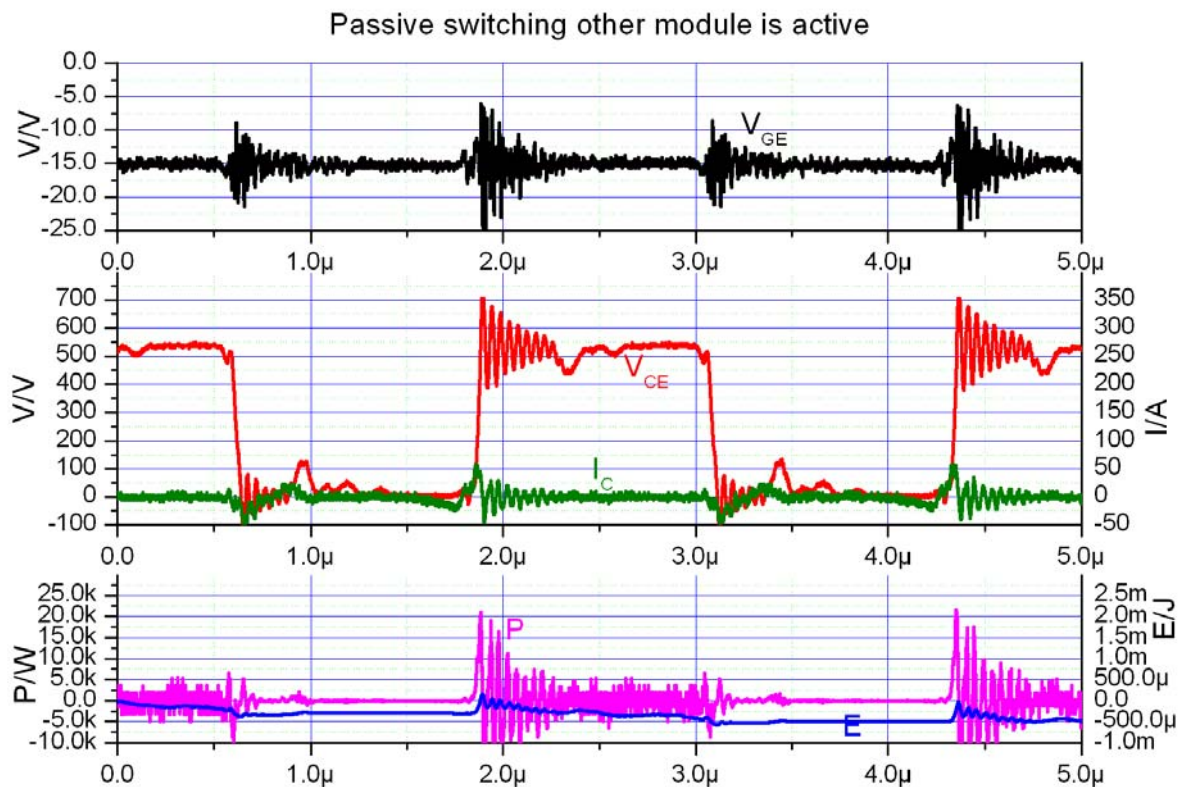


Bild 7.3 Alleinbetrieb (passives Wechselrichtermodul)

Deutlich erkennt man in Bild 7.2, dass etwa 50% der Verlustenergie auf die Leitphase, 40% auf die direkte Abschaltphase und ca. 10% auf den Beginn der direkt anschließenden Sperrphase zurückzuführen ist. Der Ausschaltvorgang des aktiven IGBTs erfolgt bei etwas über 100 A, so dass mit deutlichen Verlustleistungen in diesem Bereich zu rechnen ist. Ein typischer ausgeprägter Tailstrom ist nicht zu beobachten, wohl aber ein kurzes ansteigendes Stromplateau im Ausschaltvorgang während des Kollektoremitterspannungsanstiegs, das durch den Umladevorgang an den Kapazitäten der beteiligten Dioden und IGBTs verursacht wird. Die Steilheit der Spannung im Ausschaltvorgang weist bei etwa 350 V einen leichten Knick auf, der einhergeht mit der Kollektorstromänderung zu Beginn des kurzen Plateaus.

Das stromlose Einschalten spielt bei der Verlustleistungsbetrachtung praktisch keine Rolle. Dennoch erkennt man am Verlauf der Verlustenergie, dass der IGBT beim Einschalten die in der Kollektor-Emitter- bzw. in der Kollektor-Gatekapazität gespeicherte Energie abgibt. Die Verlustenergie sinkt in diesem Bereich marginal ab. Beim Abschalten des IGBTs bietet sich dem Laststrom die Möglichkeit, durch die antiparallele Diode direkt an S14 oder aber durch die Diode S24 des passiven Wechselrichtermoduls zu fließen. In Bild 7.3 sind die Strom- und Spannungsverläufe des passiven Moduls abgebildet. Hierbei kann man nur einen kleinen Diodenstrom durch die passive IGBT-Diodenkombination erkennen. Die AC seitige Wechselrichtermodulstreuintduktivität wirkt einer gleichmäßigen Stromverteilung auf die antiparallelen Dioden entgegen, das heißt, dass die Diode den größten Strom führen wird, deren WR-Modul zuletzt aktiv war. Die Verlustenergie pro Periode erscheint leicht negativ. Dieses könnte durch einen leichten nicht vermeidbaren Offsetfehler des Stroms oder der Spannung herrühren. Die Auswirkungen dieses Fehlers auf die Verlustleistungsbetrachtungen sind aber gering. Die starke Schwingung der Kollektor-Emitterspannung im Bereich von 2  $\mu$ s und 4,5  $\mu$ s ist beim passiven WR-Modul sehr viel stärker ausgeprägt als beim aktiven. Aufgrund der Frequenz von etwa 20 MHz ist davon auszugehen, dass sich ein Schwingkreis mit den kleinen Sperrschichtkapazitäten und den Wechselrichtermodulstreuintduktivitäten aufbaut. Verlustleistungsmäßig hat diese Schwingung aber kaum Einfluss. Beendet wird diese Schwingung abrupt, wenn der Strom vollständig von den Dioden auf den aktiven IGBT kommutiert ist (Bild 7.3 bei etwa 2,2  $\mu$ s). Die Verlustenergie über zwei Perioden beträgt insgesamt 10 mJ. Dieses entspricht einer Verlustleistung pro

aktivem IGBT von 1400 W. Diese Verlustleistung ist etwa das Doppelte der laut Datenblatt maximal abführbaren Verlustleistung unter optimalen Kühlbedingungen.

### 7.3 Strenger Parallelbetrieb

Bei dieser Betriebsart teilt sich der Laststrom im Idealfall auf die beiden Wechselrichtermodule 1 und 2 auf. Durch unterschiedliche Anbindung und nicht ganz identische IGBT-Chips kommt es allerdings zwangsläufig zu Unsymmetrien in der Stromaufteilung. Der Maximalstrom bei diesem Versuch beträgt etwa 110 A für den hier betrachteten IGBT. Es war leider nicht möglich, den Kollektorstrom des gleichen IGBTs im zweiten Modul gleichzeitig aufzuzeichnen, so dass nicht abschließend geklärt werden kann, ob identische Ströme vorlagen.

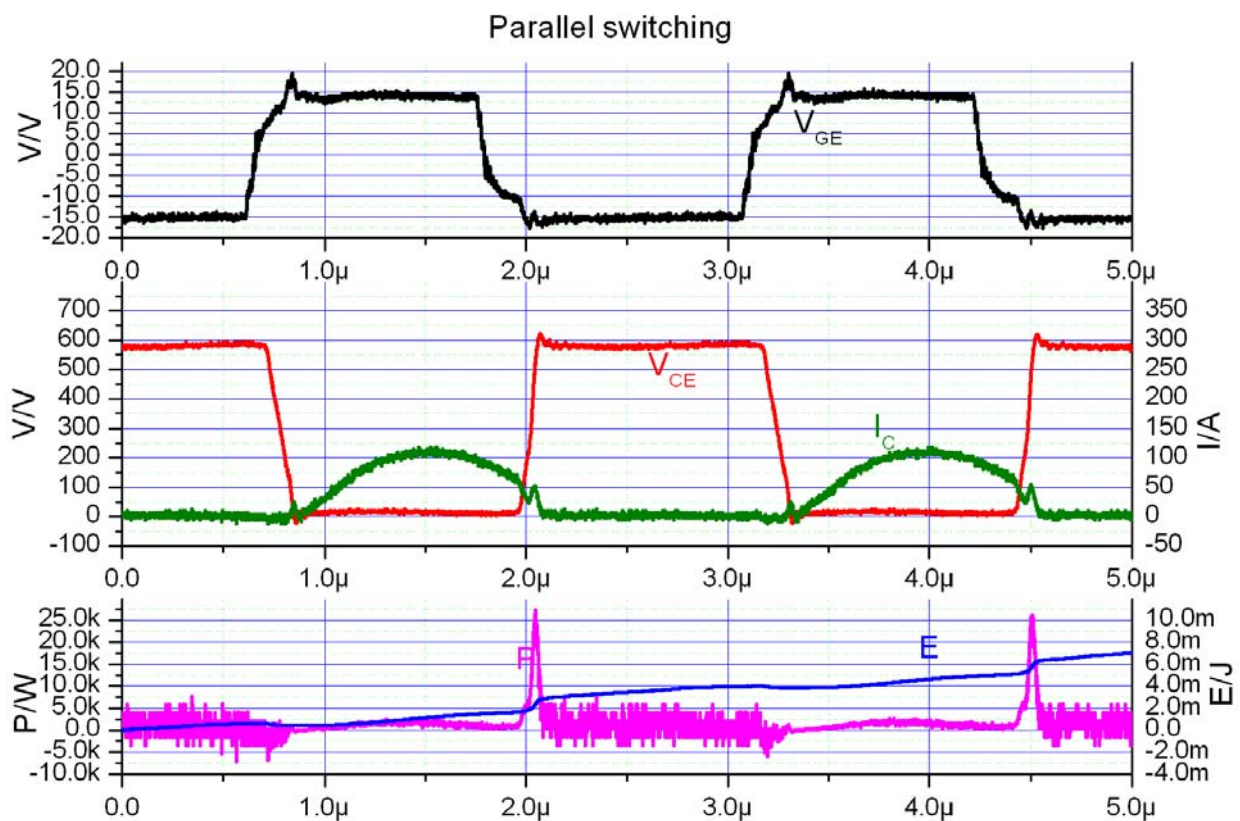


Bild 7.4 Strenger Parallelbetrieb

Bild 7.4 zeigt die Ergebnisse des streng parallelen Schaltens. Besonders auffällig im Gegensatz zu Punkt 7.2 ist die sehr viel kleinere Steigung der Kollektoremitterspannung beim Einschalten. Der Kollektorstrom ist in diesem Fall deutlich kleiner, so dass die für die Spannungsteilheit wichtige Gatekollektorkapazität nur langsamer umgeladen werden kann. Auf die Verlustenergie hat die kleinere Spannungsteilheit kaum Einfluss, da nur ein sehr kleiner Kollektorstrom

fließt. Durch die kleinere Abschaltspannungsteilheit erreicht  $v_{CE}$  gerade in dem Moment die Nulllinie, an dem auch der Strom von der Diode auf den IGBT kommutiert. Diese Einstellung wirkt sich günstig auf die Verlustleistung aus. Der Hauptverlustbringer ist wie auch im letzten Fall das Abschalten des IGBTs. Der abzuschaltende Kollektorstrom beträgt etwa 70 A. Beim Abschalten bildet  $I_C$  während des Abschaltvorgangs durch das Umladen der IGBT- und Diodenkapazitäten eine leichte schnelle Stromspitze, die zusammen mit an dieser Stelle hohen  $V_{CE}$  Werten die größten Verlustleistungen bilden. Die maximale Verlustleistung beträgt ca. 27 kW und ist damit nicht signifikant geringer als in 7.2. In 7.2 ist die Stromsteilheit beim Abschalten deutlich größer als in diesem Fall. Die Verluste während der Leitphase sind, wie zu erwarten, reduziert. Insgesamt werden pro IGBT ca. 7 mJ pro 5  $\mu$ s an Verlustenergie umgesetzt.

## 7.4 Sequentieller Parallelbetrieb

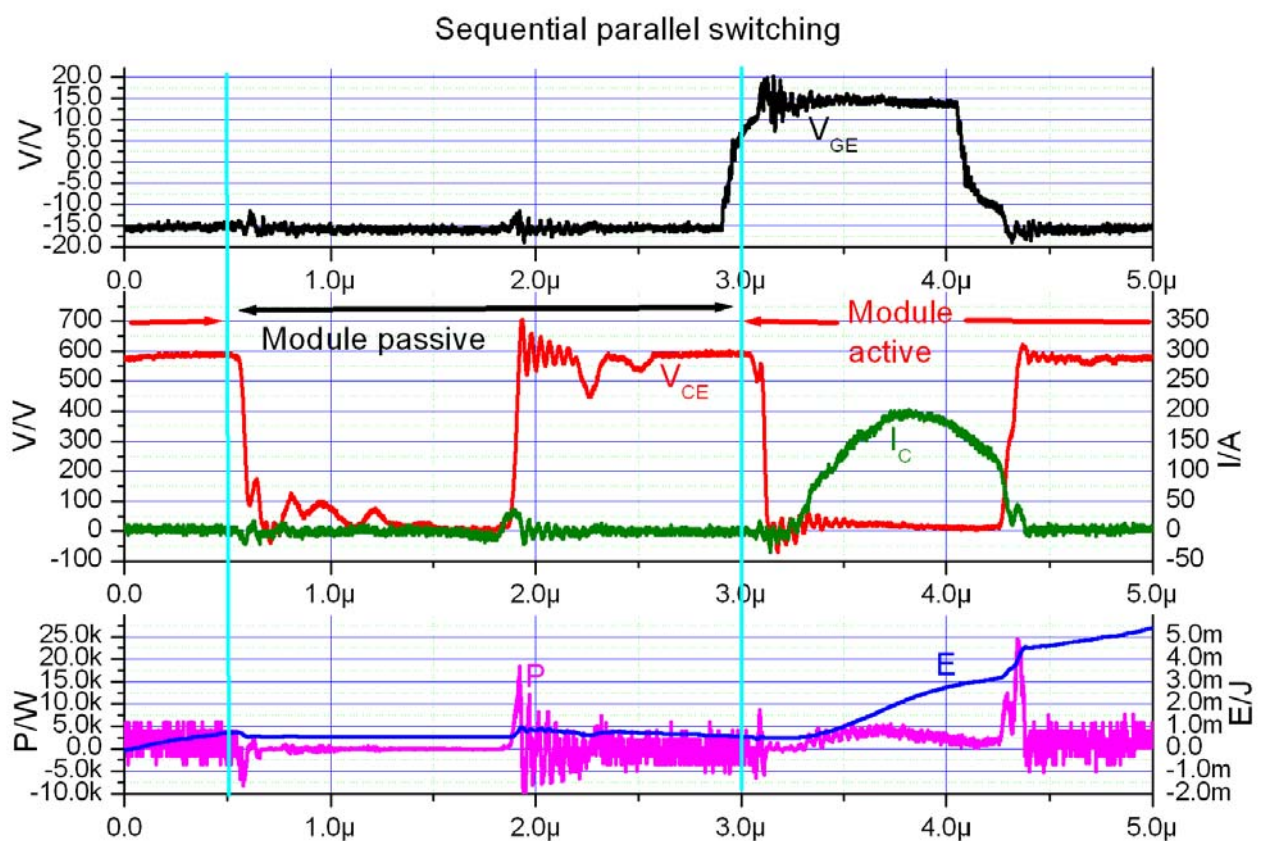


Bild 7.4 Sequenzieller Parallelbetrieb

Bild 7.4 zeigt den Transientenverlauf beim sequentiellen Parallelbetrieb. Der abzuschaltende Strom beträgt etwa 110 A und ist in seinem Verlauf etwa identisch zu dem Fall 7.2. Die Spannungssteilheiten beim passiven Betrieb sind sehr steil.  $V_{CE}$



ist in der passiven Zeitspanne durch die nicht starre Verbindung durch die Wechselrichtermodulinduktivitäten deutlich unruhiger als im aktiven Betrieb. Das hat jedoch wegen des geringen Stroms keine Auswirkung auf die Verlustenergie. Die Verlustenergie pro 5  $\mu\text{s}$  beträgt 5,5 mJ.

## 7.5 Ergebnisse des Vergleichstests

	<b>Konfiguration I</b> WR 1 aktiv, WR 2 passiv	<b>Konfiguration II</b> WR 1+2 streng parallel	<b>Konfiguration III</b> WR 1 + 2 sequentiell parallel
$E_{\text{ON}}$ / mJ	0	0	0
$E_{\text{OFF}}$ / mJ	1,3	1	1,3
$E_{\text{OFF}}$ / mJ mit Schweif	2,5	2,4	3,0
$E_{\text{Leit}}$ / mJ	2,5	1,1	2,5
$E_{\text{Gesamt}}$ / mJ über zwei Perioden	10	7	5,5
P (600V,200A 400 kHz)/ kW pro Schalter	<b>2</b>	<b>1,4</b>	<b>1,1</b>
dV/dt (kV/ $\mu\text{s}$ ) Einschalten Aktiver Schalter	-13,6	-4,2	-25
dV/dt (kV/ $\mu\text{s}$ ) Ausschalten Aktiver Schalter	6,7	10,3	9,3
dV/dt(kV/ $\mu\text{s}$ ) Einschalten Passiver Schalter	-10,0		-13,75
dV/dt(kV/ $\mu\text{s}$ ) Ausschalten Passiver Schalter	19,2		16,21

Tabelle 7.1 Vergleich der Schaltkonfigurationen

Die Verlustleistungseinsparung vom sequentiell parallelen (III) zum streng parallelen (II) Wechselrichter beträgt beachtliche 27%. Dabei sind die Treiberverluste auf das  $1/n$  Fache verringert worden ( $n$  = Anzahl der parallel betriebenen Wechselrichtermodule). Die Treiberverluste selbst sind mit etwa 6 W bei vier WR-Modulen in der Betriebsart III im Gegensatz zu den sonstigen Halbleiterverlusten sehr klein. Jedoch ist der Aufwand und damit die Kosten, einen Treiber mit 24 W zu betreiben, sehr groß. Im Gegensatz zum 6 W Typ kann dieser nicht mehr als Standartware bezogen werden. Eine Parallelschaltung von Treibern ist sicherlich auch möglich, jedoch wird der Verdrahtungsaufwand groß. Die Kosten für den

Umbau zum sequentiellen Schalten sind gering, da nur die Gateansteuerung entsprechend geändert werden muss. In digitalen Anlagen sollte eine Umprogrammierung der Anlage ausreichend sein.

Die Schaltverluste der Konfiguration I sind um 10% geringer als bei III. Leider ist die Verlustleistung aber insgesamt für einen Schalter zu hoch ( $P_{\max}$  für eine Halbbrücke, also 2 Schalter, unter optimalsten Bedingungen beträgt 1400 W), so dass I für einen Dauerbetrieb nicht in Frage kommen würde. Würden die Sequenzen aus III auf mehrere Perioden (etwa 100) verlängert (eine Art sequentielle Schwingungspaketsteuerung) und würde dann erst das nächste WR-Modul angesteuert, so ergäben sich die günstigen Verluste aus Fall I und die einzelnen Halbleiter würden dennoch thermisch stabil betrieben werden können. Die Schwingungspakete sollten aber auf keinen Fall so lang werden, dass sich die Bonddraht- oder die Chiptemperatur signifikant bei jedem Schwingungspaket ändert. Dieses würde zu vorzeitiger Alterung und damit zum vorzeitigen Ablösen der Bonddrähte oder des ganzen IGBT-Chips von der Basisplatte führen.

Weitere Untersuchungen müssten zeigen, ob die Verluste auch mit drei oder vier oder noch mehr Wechselrichtermodulen parallel so niedrig bleiben werden. Die Kollektor-Emitterspannungsteilheit wird mit einer wachsenden Anzahl an parallelen IGBTs durch deren internen Kapazitäten abnehmen. Dadurch wird die maximal mögliche zu übertragende Leistung absinken. Messungen hierzu erfolgten nicht.

## 8 Zusammenfassung und Ausblick

Bei induktiven Härteprozessen werden je nach gewünschter Eindringtiefe der Wirbelströme und damit auch der Wärmeleistung mittlere und hohe Frequenzen am Induktor benötigt. Um die Blindleistung des Induktors zu kompensieren und um bei hohen Schaltfrequenzen die Schaltverluste zu minimieren, wird auf Schwingkreiswechselrichter zurückgegriffen. In der heutigen Zeit kommen als schnellschaltende und damit für hohe Frequenzen geeignete Leistungsschalthalbleiter MOSFETs oder bei reduzierter Frequenz IGBTs zum Einsatz. Durch den bipolaren Ladungstransportcharakter besitzen IGBTs bei Spitzensperrspannungen ab 200 V einen Vorteil durch eine geringere Durchlassspannung bei gleicher Chipfläche. Die Schaltverluste sind jedoch bei MOSFETs regelmäßig günstiger, da der Ladungstransport hierbei unipolar ist und schaltverlustleistungsgenerierende Effekte wie der Leitfähigkeitmodulationseffekt oder der Tailstrom nicht vorkommen. Inzwischen sind NPT-IGBTs, die auf hohe Schaltfrequenzen optimiert sind, erhältlich. Die Spitzensperrspannung liegt bei 1200 V, so dass die zu schaltenden Ströme im Gegensatz zu den weniger spannungsfesten MOSFETs geringer sind. Um die Schaltverluste zu reduzieren, werden schaltentlastende Verfahren wie in diesem Fall das Nullspannungsschalten (**Zero Voltage Switching**) angewendet. Durch dieses Verfahren sind mit IGBT Schaltern Betriebsfrequenzen bis zu ca. 100 kHz bei Nennstrom möglich. Die frequenzlimitierende Größe ist hierbei stets die maximale abführbare Verlustleistung aus dem IGBT-Chip. Um die Schaltfrequenzen weiter zu erhöhen, werden mehrere IGBTs parallel geschaltet, so dass ihre Strombelastung sinkt. Ein anderes Verfahren ist das sequentielle Schalten, dass heißt, es werden mehrere Halbleiterschalter nacheinander betrieben, so dass die Betriebsfrequenz für jeden einzelnen Halbleiter bei für ihn zulässigen Frequenzen liegt. Ein Schwingkreiswechselrichter, der mit diesen Verfahren betrieben werden kann, wurde im Rahmen dieser Arbeit aufgebaut und in Betrieb genommen. Der Aufbau der Anlage erfolgte modular, so dass sich der Schwingkreiswechselrichter durch Hinzufügen von weiteren Wechselrichtermodulen an jede beliebige Frequenz (bis etwa 400 kHz) und Leistungsklasse anpassen und erweitern lässt. Dabei wurden Wechselrichtermodule mit eigenen kleinen Zwischenkreiskondensatoren verwendet, die sich innerhalb weniger Minuten komplett auswechseln lassen, so dass auch die Verfügbarkeit der Anlage durch kurze Reparaturzeiten ansteigt.

Die Ansteuerung der einzelnen Wechselrichtermodule erfolgt durch eine eigenentwickelte zentrale digitale Steuer- und Regelplattform auf CPLD Basis, die sich einfach durch Umschalten auf die gewünschte Betriebsart einstellen lässt. Die Regelplattform stellt sich selbstständig auf die sich im Betriebsverlauf ändernde Resonanzfrequenz ein, regelt den Ausgangsstrom und damit auch die abgegebene Leistung durch Auslassen von Pulsen und gleichzeitiges Schalten von Freilaufpfaden und überwacht die Anlage auf Fehlerfälle, wie z.B. dem Kurzschluss im Induktor. Dieser Kurzschluss wird durch die sich dabei schlagartig erhöhende Resonanzfrequenz detektiert und der Schwingkreiswechselrichter wird zu einem geeigneten Zeitpunkt abgeschaltet.

Um die Regelung und das Schaltverhalten zu untersuchen, wurde ein Modell der Anlage auf der Entwicklungsumgebung Simplorer 6.0 entwickelt. Dabei wurde ein bestehendes Bauelementmodell angepasst und um den in diesem Fall wichtigen Leitfähigkeitsmodulationseffekt erweitert und mit Messungen und einem anderen Bauelementmodell, dass durch einen programmeigenen Bauelementmodelleditor erzeugt wurde, verglichen.

Abschließend wurde eine Verbesserung der Verlustleistungsbelastung des einzelnen Leistungshalbleiters beim sequentiellen Schalten durch einen Vergleich mit parallel schaltenden Wechselrichtermodulen nachgewiesen.

Durch das sequentielle Schalten können Halbleiter in einer Anwendung betrieben werden, für die sie nicht ausgelegt wurden. Inzwischen werden aber immer modernere Halbleiter mit neuen Technologien (SiC) verfügbar, die die hier erzeugten 400 kHz auch ohne spezielle Schaltungstopologien erreichen können. Ab etwa 2005 waren SiC Schottkydioden bis zu 1200 V kommerziell verfügbar, die praktisch keinen Rückstrom aufweisen und somit auch die Halbleiterschalter beim Einschalten schonen. Leider sind diese SiC Dioden im Vergleich zu den Si-PIN-Dioden noch sehr teuer und werden nur in Anwendungen eingesetzt, die auf hohe Effizienz ausgelegt sind und bei denen der Preis keine entscheidende Rolle spielt. Es ist davon auszugehen, dass diese SiC Bauelemente mittelfristig günstiger verfügbar sein werden und die Si Bauelemente immer mehr verdrängen werden. Inzwischen wurden auch SiC-MOSFETs für Spitzensperrspannungen von 1200 V und Nennströme von 20 A entwickelt, die parallelgeschaltet auch für Schwingkreiswechselrichter großer Leistung und hoher Frequenz geeignet sind. Durch das sequentielle Schalten werden mit diesen Bauelementen vielleicht bald Betriebsfrequenzen von über einem MHz möglich werden.



## 9 Literaturverzeichnis

- [1] Fasholz Jörg, Orth Gerhard, "Induktive Erwärmung" RWE, Essen 1991
- [2] De Vries Ian D., "A resonant power MOSFET/ IGBT Gate Driver" Applied Power Electronics Conference and Exposition 2002, APEC 2002
- [3] Dörlemann Christoph, "Geregelte Ansteuerung von Insulated Gate Bipolar Transistoren (IGBT)" Dissertation TU Bochum 2002
- [4] Wintrich Arendt, "Verhaltensmodellierung von Leistungshableitern für den rechnergestützten Entwurf leistungselektronischer Schaltungen" Dissertation TU Chemnitz 1997
- [5] Stier Sven, Mutschler Peter, " An investigation of a reliable behavioral IGBT Model in comparison to PSpice and measurement in Hard- and Softswitching applications" EPE, Dresden 2005
- [6] S. Stier, P. Mutschler, "A Modular IGBT Converter System for High frequency Induction Heating Applications" German Korean Symposium, Aachen 2004
- [7] Abo Zied Hammad, Makky A., Mutschler Peter, Stier Sven, Bachmann Guido, "A Modular IGBT Converter System for High Frequency Induction Heating Applications" PCIM Nürnberg 2002
- [8] Knecht M., Rusche W. , " Datasheet FF200R12KS4" Eupec 2003
- [9] [www.STS-trafo.de](http://www.STS-trafo.de), STS-Trafo GmbH, Schulungsmaterial STS Grundlagen und Spezial Seminar, Stockach am Bodensee 2007
- [10] Huth S., Winternheim S., "The switching behavior of an IGBT in zero current switch mode", EPE 1993
- [11] Zeichnung nach Matthias Marcks, SRT, TU Darmstadt

- [12] Dieckerhoff S., Ryan M. J., De Doncker R. W., "Design of an IGBT-based LCL-Resonant Inverter for High-Frequency Induction Heating", Industry Applications Conference, 1999
- [13] Blinov Y., Dughiero F., Lupi S., "Mutual Influence between Load and Frequency converter in the Induction Heating of Steel", Industrial Electronics, Control and Instrumentations IECON 1994
- [14] Kleveland F., Undeland T. M., Langelid J. K., "Increase of Output Power from IGBTs in High Power High Frequency Resonant Load Inverters", PESC 2000 Rome
- [15] Lutz Josef, "Halbleiter-Leistungsbaulemente" Springer-Verlag 2006
- [16] Schröder Dierk, "Elektrische Antriebe 3" Springer-Verlag 1996
- [17] Schönknecht Andreas, "Topologien und Regelstrategien für das induktive Erwärmen mit hohen Frequenz-Leistungsprodukten", Dissertation RWTH Aachen, 2003
- [18] Hirschmann Walter, Hauenstein Alfred, "Schaltnetzteile" Siemens 1990
- [19] Hoffmann Klaus F., Käst Jens Peter, "Zum Parallelbetrieb von uni- und bipolaren Leistungshalbleitern. Anwendungsbereiche, Durchlass- und Schaltverhalten" ETG Tagung Bad Nauheim 2006
- [20] Application Note „Effect of Gate-Emitter Capacitor  $C_{GE}$ “ Eupec
- [21] Mallwitz R., Tschirbs R. Application Note "1700 V Trench IGBT Modules" Eupec
- [22] [www.cree.com](http://www.cree.com)

- [23] Schröder Dierk, "Leistungselektronische Bauelemente", Springer 2006
- [24] Dede, E. J., Espi J.M., Esteve, V., Jordan J., Casans S., "Trends in Converters for Induction Heating Applications", PCIM Europe 1999
- [25] Tietze Ulrich, Schenk Christoph, "Halbleiter- Schaltungstechnik" Springerverlag 2002
- [26] [www.st.com](http://www.st.com)
- [27] Datasheet "STE70IE120" ST Microelectronics 2007
- [28] Oppermann Hans, Patent WO2007/073942 A3, DE10 2005 062 755.2, Conergy AG
- [29] Datasheet "MAX 7000B" Altera Sept. 2003, Version 3.4
- [30] [www.admess.de](http://www.admess.de)
- [31] [www.pemuk.com](http://www.pemuk.com)
- [32] [www.signaltec.de](http://www.signaltec.de)
- [33] [www.danfysik.dk](http://www.danfysik.dk)
- [34] [www.zes.com](http://www.zes.com)
- [35] [www.yokogawa.de](http://www.yokogawa.de)
- [36] [www.lecroy.com](http://www.lecroy.com)
- [37] Nicolai Ulrich, Reimann Tobias und andere "Applikationshandbuch IGBT- und MOSFET- Leistungsmodule" Semikron, Verlag Steuerungstechnik und Leistungselektronik 1998

- [38] Laimer Gerold, Kolar Johann W., “ Wide Bandwith Low Complexity Isolated Current Sensor to be Employed in a 10kW/500kHz Three-Phase Unity Power Factor PWM Rectifier System” PESC 2002
  
- [39] Helsper M., Fuchs F. W. , Münzer M. „ Analysis and comparision of Planar- and Trench–IGBT-Modules under ZVS switching conditions“ PCIM Nürnberg 2002
  
- [40] [www.pearsonelectronics.com](http://www.pearsonelectronics.com)
  
- [41] Iwamoto Hideo, Kawakami A., Kondo Hisao und andere, ”An Investigation of Turn-off Performance of Planar and Trench Gate IGBTs under Soft and Hard Switching Conditions” Power Electronics and Variable Speed Drives 2000
  
- [42] Berning David W., Hefner Allen R. „ IGBT Model Validation for Soft-Switching applications“ IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 37, NO. 2, March/April 2001
  
- [43] Kurnia A., Stielau O.H. u. a. “Loss Mechanisms in IGBT’s under zero voltage switching” , PESC, 1992, 23<sup>rd</sup> Annual IEEE
  
- [44] Nakanishi H., Kobayashi M., Chaki T. und andere, “Designs and Performance of Trench Gate IGBTs for Induction Heating, Switching Power Supply and Motor Control Applications” PCIM Nürnberg 1999
  
- [45] Widjaja I., Kurnia A., “ Conductivty Modulation Lag during IGBT Turn On in Resonat Converter Applications”, Device Research Conference, 1994, 52<sup>nd</sup> Annual
  
- [46] Dede Enrique J., Jordan Jose, Esteve Vincente, Ferreres Agustin, Espi Jose M., ” Behaviour of series and parallel Resonant Inverters for induction heating under short-circuit conditions“ , Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC, 2000

- [47] Hattrup Christian, Van der Broeck Heinz W., Ossmann Martin, "Fast estimation Techniques for Digital control of resonant Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, NO. 1, January 2003
- [48] Benda Vitezslav, Gowar John, Grant Duncan, "Power Semiconductor Devices: Theory and Applications" John Wiley & Sons, 1999
- [49] Dodge, Jonathan, "Application Note APT0408 IGBT Technical Overview, Distinguishing Features, Application Tips", Application Note, APT, Microsemi [www.microsemi.com](http://www.microsemi.com) 29 November 2004
- [50] Zuk Philip C., Odekirk Bruce, "SiC Impacts 'greening' of Power, understanding the differences between Silicon Carbide (SiC) and Silicon (Si) for power electronics", Zeitschrift: Power Systems Design, Ausgabe Juli August 2008
- [51] Quelle: EMA Indutec GmbH
- [52] Vogler Thomas, "Physikalische Netzwerkmodelle von Leistungshalbleiter-Bauelementen unter Berücksichtigung der von Modularität und Temperatur", Dissertation Technische Universität München, 1996
- [53] Schröder Stefan, "Circuit-Simulation Models of High-Power Devices based on Semiconductor Physics" Dissertation RWTH Aachen, 2002
- [54] Reddig Manfred F., "Untersuchung zum Schaltverhalten von IGBT-Modulen und zur Ermittlung der Schaltverluste", Dissertation Universität der Bundeswehr München, 1997
- [55] Tegtmeyer Dirk, "Untersuchung von Leistungstransistoren in Schwingkreiswechselrichtern hoher Arbeitsfrequenz", Dissertation Technische Universität Berlin, 1990

- [56] Bock Burkhard, "Switching IGBTs in Parallel connection or with enlarged commutation inductance", Dissertation Ruhr Universität Bochum, 2005
- [57] Hassan Mouhamed, "Induktive Oberflächenhärtung bei einer Betriebsfrequenz von 500 kHz mit Rechteck-Leistungsimpulsen", Dissertation Universität Hannover, 1989
- [58] Brühl Fritz, "Induktive Durchlaufglühanlage zur Rekristallisation von kaltgewalztem Stahlband", Dissertation RWTH Aachen, 2002
- [59] Detjen Dirk, Schröder Stefan, De Doncker Rik W., "Embedding DSP Control Algorithms in PSpice", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol.18, No. 1, January 2003
- [60] Sheng Kuang, Williams W., Finney, Stephen J., "A Review of IGBT Models", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 6, November 2000
- [61] Song Byeyong-Mun, Zhu Huibin, Lai Jih-Sheng Lai, Hefner Jr. Allen R., "Switching Characteristics of NPT- and PT-IGBTs under Zero-Voltage Switching Conditions", IAC, Industry Applications Conference, 1999
- [62] Widjaja Imam, Kurnia Alexander, Shenai Krishna, Divan M., "Switching Dynamics of IGBT's in Soft-Switching Converters", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 42, No. 3, March 1995
- [63] Li H. H., Wiegman H., Kutkut N., Kurnia A., Divan D., Shenai K., "High-Temperature Characteristics of IGBTs in Soft- and Hard-Switching Converters", APEC, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1995
- [64] Kramer K. M., Hitchon W. N. G., Divan D. M., "Conductivity Modulation in P-I-N Diodes Simulated Using a Highly Flexible Approach", Industry Applications Society Annual Meeting, 1993

- [65] Trivedi Malay, Shenai Krishna, "Modeling the Turn-off of IGBT's in Hard- and Soft-Switching Applications", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 44, No. 5, May 1997
- [66] Trivedi Malay, Shenai Krishna, "Investigation of the Short-Circuit Performance of an IGBT", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 45, No. 1, January 1998
- [67] Henkel Ingo, "Zweidimensionale analytische Modellierung des statischen und dynamischen Verhaltens von lateralen IGBTs" Dissertation, Robert Bosch GmbH, TU Darmstadt 2001
- [68] Enea V., Kroell D., Messina M., Ronsisvalle, " The ESBT (Emitter Switched Bipolar Transistor): a new monolithic power actuator technology devoted to high voltage and high frequency applications", 37<sup>th</sup> European Solid State Device Reseach Conference 2007, ESSDERC
- [69] Buonomo S., Crisafulli V., Nania M., Raciti A., Ronsisvalle C., Scollo R., "ESBT Power Switch in High-Power High-Voltage Converters", European Conference on Power Electronic and Application 2007
- [70] Pagano Rosario, " Characterization, Parameter Identification, and Modeling of a New Monolithic Emitter-Switched Bipolar Transistor", IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. 53, No.5, May 2006
- [71] Buonomo S., Musumeci S., Pagano R., Porto C., Raciti A., Scollo R., "Analysis and Performance of a New Emitter-Switched Bipolar Transistor Device Suitable for High-Voltage Applications", Industrial Electronics Society 2003, IECON 03
- [72] Dede E. J., Jordan J., Esteve V., Navarro, A. E., Ferreres A., " On the Design of a High Power IGBT Series Resonant Inverter for Induction Forging Applications", IEEE 1996 AFRICON 4<sup>th</sup>

- [73] Dede E. J., Jordan J., Esteve V., Gonzalez J. V., Ramirez D., "Design Considerations for Induction Heating Current Fed Inverters with IGBT's working at 100 kHz", IEEE 8<sup>th</sup> APEC 1993
  
- [74] Dawson F.P., Jain P., "A Comparison of Load Commutated Inverter Systems for Induction Heating and Melting Applications", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 6, No. 3, July 1991
  
- [75] Mutschler Peter," Leistungselektronik 2" Skript zur Vorlesung Leistungselektronik 2 an der TU Darmstadt, 1998
  
- [76] [www.wikipedia.de](http://www.wikipedia.de)



## 10 Anhang

### A Verzeichnis der verwendeten Variablen

$A$	Fläche
$A_{GD}$	wirksame Fläche zwischen Gate und Drain
$A_{pnp}$	Stromverstärkung pnp-Transistor
$A_1$	Konstante
$A_2$	Konstante
$C$	Kapazität oder Kollektoranschluß
$C_{BC}$	Basis Kollektor Kapazität
$C_{BC}^*$	Interne Basis Kollektor Kapazität eines IGBT-Modells
$C_{BE}$	Basis Emitter Kapazität
$C_{BE}^*$	Interne Basis Emitter Kapazität eines IGBT-Modells
$C_{CE}$	Kollektor Emitter Kapazität
$C_{CE}^*$	IGBT interne Kollektor Emitter Kapazität
$C_{con}$	Kondensator im LWM-Hilfsnetzwerk
$C_{diff}$	Diffusionskapazität
$C_{filter}$	Bestandteil eines Tiefpassfilteres
$C_{GC}$	Gate Kollektor Kapazität
$C_{GD}^*$	Interne Basis Kollektor Kapazität eines IGBT-Modells
$C_{GE}$	Gate Emitter Kapazität
$C_{GS}$	Gate Source Kapazität
$C_{GS}^*$	Interne Gate Source Kapazität eines IGBT-Modells
$C_j$	Sperrschichtkapazität
$C_{Load}$	Resonanzkapazität im SWR
$C_m$	Gehäusekapazität
$C_{ox}$	Oxidkapazität
$C_{res}$	Resultierende Kapazität
$C_{tail}$	Kapazität im Ersatznetzwerk zur Nachbildung des Tailstroms
$C_{ZK}$	Zwischenkreiskapazität
$C'_l$	Isolatorkapazität pro Flächeneinheit
$C_0$	Kapazitätsgrundwert
$D^*$	Interner Drainanschluss eines IGBT-Modells
$D_{Diode}$	Ideale Diode im Netzwerkmodell

$di/dt$	Steilheit des Stroms
$D_F$	Freilaufdiode
$D_{Out\_Char}$	Ausgangscharakteristik verkörpernde Diode
$D_R$	Rückstromdiode
$dv/dt$	Steilheit der Spannung
$D_1, D_2 \dots$	Diode 1, Diode 2 ....
$E$	Elektrische Feldstärke, Emitteranschluß oder Energie
$e$	Elementarladung oder Eulersche Zahl
$E_C$	Leitungsbandkante
$EH_1$	Hilfsemitter des IGBTs Nr.1
$E_{leit}$	Verlustenergie eines Halbleiters während der Leitphase
$E_{OFF}$	Abschaltenergie
$E_{OFF,N}$	Abschaltenergie am Bemessungspunkt
$E_{OFF,planar}$	Ausschaltverlustenergie eines planar IGBTs
$E_{OFF,trench}$	Ausschaltverlustenergie eines trench IGBTs
$E_{ON}$	Einschaltenergie
$E_{ON,N}$	Einschaltenergie am Bemessungspunkt
$E_{ON,planar}$	Einschaltverlustenergie eines planar IGBTs
$E_{ON,trench}$	Einschaltverlustenergie eines trench IGBTs
$E_V$	Valenzbandkante
$f$	Frequenz
$f_{res}$	Resonanzfrequenz
$f_0$	Resonanzfrequenz
$G$	Gateanschluß oder Generationsrate
$G_n, G_p$	Generationsrate der Elektronen, der Löcher
$g_{m, sat}$	Stromsteilheit bei Sättigung
$h$	Planksches Wirkungsquantum
$I$	Strom
$I_A, i_A$	Anodenstrom einer Diode
$I_C, i_c(t)$	Kollektorstrom (am Modulanschluss)
$I_{CI}$	Kollektorstrom am IGBT-Chip
$I_{C,N}$	Kollektorstrom im Nennbetrieb
$I_{con mod}$	Hilfsstrom zur Nachb. des Leitfähigkeitsmodulationseffekts
$I_{C,sat}$	Sättigungsstrom im Kollektor

$I_D$	Drainstrom
$I_{Diode}$	Diodenstrom
$I_{D\ sat}$	Drainstrom in Sättigung
$I_G$	Gatestrom
$I_F$	Flußstrom
$I_L$	Strom in einer Induktivität oder Stromquelle
$i_{Load\_prim}$	Laststrom des Resonanzkreises auf der prim. Seite d. Trafos
$i_{Load\_sec}$	Laststrom des Resonanzkreises auf der sec. Seite d. Trafos
$i_m$	Strom durch die Hauptinduktivität eines Trafos
$i_{Mod1}$	Ausgangsstrom durch Modul Nr.1
$i_{Mod2}$	Ausgangsstrom durch Modul Nr.2
$i_{m-sign}$	Signumfunktion des Stroms durch die Hauptind. eines Trafos
Interlocktime	Verriegelungszeit
$i_{Ref}$	Referenzwert des SWR-Wechselstroms
$i_{sperr}$	Sperrstrom
IU	spannungsgesteuerte Stromquelle
$I_{Trans}$	Spannungsgesteuerte Stromquelle
$i_0$	Strom der Wechselrichterseite des SWRs
$i_0'$	abgebildeter Strom der Wechselrichterseite des SWRs
$i_0''$	abgebildeter Strom der Wechselrichterseite des SWRs
$i_{0\ eff}$	Effektivstrom der Wechselrichterseite des SWRs
$i_{0\_filtered}$	Gefilterte Signumfunktion des Stroms $i_0$
$i_{0\_high}$	Zwischensignal zur Erzeugung der Gatesignale
$i_{0\_low}$	Zwischensignal zur Erzeugung der Gatesignale
$i_{0\ max}, i_{0\ max}$	Maximalwert des Wechselrichterausgangsstroms
$i_{0\_max\_sign}$	Komparatorausgangswert zur Bewertung der Amplitude von $i_0$
$i_{0\_max\_sign+}$	Signal zur Bewertung der pos. Amplitude von $i_0$
$i_{0\_max\_sign-}$	Signal zur Bewertung der neg. Amplitude von $i_0$
$i_{0\_PLL\_IN}$	Signumfunktion des Stroms $i_0$ zum PLL
$i_{0\_PLL\_OUT}$	Signumfunktion des Stroms $i_0$ vom PLL
$i_{0\_sign}$	Signumfunktion des Stroms $i_0$
$i_{0\_sign+}$	Signumfunktion des Stroms $i_0$ , Signal der pos. Flanke
$i_{0\_sign-}$	Signumfunktion des Stroms $i_0$ , Signal der neg. Flanke
J	Stromdichte

$J_n$	Elektronenstromdichte
$J_p$	Löcherstromdichte
$J_1-J_n$	Durchnummerierung der pn-Übergänge
$J_0$	Maximalwert der Stromdichte
$k$	Boltzmann Konstante
$k$	Konstante allgemein oder Boltzmannkonstante
$L$	Induktivität oder Diffusionslänge
$l$	Länge
$L_{Con}$	Stromabhängige Induktivität
$L_{con\_diode}$	Ersatzinduktivität des LME-Effekts an der Diode
$L_{Con\ mod}$	Ersatzinduktivität des LME-Effekts an dem IGBT
$L_{Cn\sigma}$	parasitäre Streuinduktivität des Kollektoranschlusses
Leadtime	Vorlaufzeit
$L_{En\sigma}$	parasitäre Streuinduktivität des Emitteranschlusses
$L_{Gn\sigma}$	parasitäre Streuinduktivität des Gateanschlusses
$L_m$	Hauptinduktivität eines Transformators
$L_{res}$	Resultierende Induktivität
$L_{sn}$	Streuinduktivität
$L_{Term}$	Anschlussinduktivität eines Wechselrichtermoduls
$L_{\sigma}$	parasitäre Streuinduktivität
$L_{\sigma C}$	parasitäre Streuinduktivität des Kollektoranschlusses
$L_{\sigma D}$	parasitäre Streuinduktivität einer Diode
$L_{\sigma E}$	parasitäre Streuinduktivität des Emitteranschlusses
$L_{\sigma GE}$	parasitäre Streuinduktivität zwischen Gate und Emitter
$L_{\sigma 1}$	parasitäre Streuinduktivität Nr.1
$L_{\sigma 2}$	parasitäre Streuinduktivität Nr.2
$m_n^*$	effektive Elektronenmasse
$m_p^*$	effektive Löchermasse
$\bar{n}$	mittlere Ladungsträgerichte
$N$	Anzahl
$n$	Elektronenkonzentration, Windungszahl oder Anzahl
$N_A$	Akzeptorenkonzentration
$N_D$	Donatorenkonzentration
$n_n$	Elektronenkonzentration im n-Gebiet

$n_1^-$	Gebiet Nr. 1 mit geringer Elektronenkonzentration
$n_1^+$	Gebiet Nr. 1 mit hoher Elektronenkonzentration
$n_2^+$	Gebiet Nr. 2 mit hoher Elektronenkonzentration
$n_{i0}$	intrinsische Elektronendichte
$n_0$	Gleichgewichtsdichte Elektronen
$n^+$	Gebiet mit hoher Elektronenkonzentration
$P$	Leistung
$P'''$	Leistungsdichte
$p$	Löcherkonzentration
$P_0'''$	Maximalwert der Leistungsdichte
$P_{\text{ges,trench}}$	Gesamtverlustleistung eines Trench-IGBTs
$p_{i0}$	intrinsische Löcherdichte
$p_n$	Löcherkonzentration im n-Gebiet
$p_0$	Gleichgewichtsdichte Löcher
$P_{\text{OUT}}$	Ausgangsleistung des SWRs
$PRE$	Hilfsvariable
$PRE_{i0\_sign}$	Hilfsvariable zur Gatesignalerzeugung
$P_{\text{tot}}$	Gesamtverlustleistung
$p^+$	Gebiet mit hoher Löcherkonzentration
$R$	ohmscher Widerstand oder Rekombinationsrate
$R_{\text{con dec}}$	Widerstand zur Nachbildung des abfallenden LME-Effekts
$R_{\text{con inc}}$	Widerstand zur Nachbildung des ansteigenden LME-Effekts
$R_{\text{DS ON}}$	Drain-Source Widerstand eines MOSFETs im eingesch. Zustand
$R_{\text{Error}}$	externer Gatewiderstand beim Ausschalten eines Kurzschlusses
$R_{\text{filter}}$	Bestandteil eines Tiefpassfilteres
$R_G$	Gatewiderstand
$R_{G \text{ int}}$	interner Gatewiderstand
$R_i$	Isolationswiderstand
$R_{\text{Lat}}$	lateral Widerstand
$R_{\text{Load}}$	Wirksamer ohmscher Widerstand des Resonanzkreises
$R_m$	magnetischer Widerstand
$R_n, R_p$	Rekombinationsrate der Elektronen, der Löcher
$R_{\text{OFF}}$	externer Gatewiderstand beim Ausschalten
$R_{\text{ON}}$	externer Gatewiderstand beim Einschalten oder Bahnwiderstand

$R_{\text{res}}$	Resultierender ohmscher Widerstand im Schwingkreis
$R_{\text{tail}}$	Widerstand im Ersatznetzwerk zur Nachbildung des Tailstroms
$R_{\text{th\_ges}}$	thermischer Gesamtwiderstand
$R_{\sigma}$	parasitärer Widerstand
$S$	Schalter oder schaltbarer Halbleiter
$S_1$	Kurzschlusschutz
$S^*$	Interner Sourceanschluß eines IGBT-Modells
$T$	Temperatur
$t$	Zeit
$T_{\text{ein}}$	Dauer von $V_{\text{GC}}$ im On-Zustand
$T_{\text{Period}}$	Periodendauer
$T_{\text{Vorlauf aus}}$	Zeit von fallender Flanke $V_{\text{GC}}$ bis $i_0 = 0$
$T_{\text{Vorlauf ein}}$	Zeit von steig. Flanke $V_{\text{GC}}$ bis $i_0 = 0$
$T_{1-n}$	Halbleiterschalter 1-n
$V$	elektrische Spannung
$V_{\text{AK}}, V_{\text{AK}}$	Anoden-Kathodenspannung
$V_{\text{AK sat}}$	Anoden-Kathodensättigungsspannung
$V_{\text{C GE}}$	Spannung der Gate-Emitter-Kapazität
$V_{\text{CC}}$	Allgemeine Versorgungsspannung
$V_{\text{CE}}, V_{\text{ce}}(t)$	Kollektor-Emitter-Spannung
$V_{\text{CE,N}}$	Kollektor-Emitterspannung im Nennbetrieb
$V_{\text{CE,sat,planar}}$	Sättigungsspannung eines planar IGBTs
$V_{\text{CE,sat,trench}}$	Sättigungsspannung eines trench IGBTs
$V_{\text{Cfilter}}$	Ausgangsgröße eines Tiefpassfilters
$V_{\text{CON}}$	Hilfsspannung zur Nachb. des Leitfähigkeitsmodulationseffekts
$V_{\text{con mod}}$	Hilfsspannung zur Nachb. des Leitfähigkeitsmodulationseffekts
$V_{\text{d}}$	Zwischenkreisspannung
$V_{\text{D}}$	Diffusionsspannung
$V_{\text{Driver}}$	Ausgangsspannung eines Gatetreibers
$V_{\text{DS}}$	Drain Source Spannung
$v_{\text{c}}$	Kondensatorspannung
$V_{\text{C\_Load}}$	Spannung über dem Resonanzkondensator
$V_{\text{F}}$	Flussspannung
$V_{\text{GE}}$	Gate Emitterspannung

$V_{GS}$	Gate Source Spannung
$V_{in}$	Eingangsspannung
$V_L$	Spannung über einer Induktivität
$V_{L\,con}$	Hilfsinduktivität im LME-Netzwerkmodell
$V_{L\sigma}$	Spannung über einer Streuinduktivität
$V_T$	Temperaturspannung
$V_{th}$	Thresholdspannung
$v_0$	SWR-Ausgangsspannung
$w_j$	Weite der Raumladungszone
$w_p$	Windungszahl der Primärseite
$w_s$	Windungszahl der Sekundärseite
$x$	Ortsvektor
$Z$	Impedanz

$\alpha$	Stromverstärkung
$\alpha_T$	Transportfaktor
$\gamma$	Emitterwirkungsgrad
$\Delta$	Differenz allgemein
$\Delta T_{\text{ein}}$	Zeitdifferenz von $T_{\text{ein}}(t)$ zum Wert des eingeschw. Zustands
$\Delta T_{\text{ges}}$	Gesamttemperaturdifferenz
$\Delta T_{\text{Vorlauf ein}}$	Zeitdifferenz von $T_{\text{Vorlauf ein}}(t)$ zum Wert des eingeschw. Zustands
$\Delta T_{\text{Vorlauf aus}}$	Zeitdifferenz von $T_{\text{Vorlauf aus}}(t)$ zum Wert des eingeschw. Zustands
$\delta$	Stromeindringtiefe
$\varepsilon$	Dielektrizitätskonstante
$\varepsilon_{\text{Si}}$	Dielektrizitätskonstante Silizium
$\mu_n$	Beweglichkeit der Elektronen
$\mu_p$	Beweglichkeit der Löcher
$\mu_r$	rel. Permeabilität
$\mu_0$	mag. Feldkonstante
$\pi$	Kreiszahl Pi
$\rho$	spezifischer elektrischer Widerstand
$\Phi$	Magnetischer Fluß
$\tau$	Allgemeine Zeitkonstante
$\tau_{\text{HI}}$	Hochinjektionslebensdauer
$\tau_{n0}$	Lebensdauer der Elektronen im Grundzustand
$\tau_{p0}$	Lebensdauer der Löcher im Grundzustand
$\Omega$	Ohm, Einheit des ohmschen Widerstands
$\omega$	Winkelgeschwindigkeit



## **B Verzeichnis der verwendeten Abkürzungen**

BJT	Bipolar-Junction-Transistor
GTO	Gate-Turn-Off-Thyristor
DSP	Digitaler Signal Prozessor
DUT	Device under Test
EMV	Elektromagnetische Verträglichkeit
FOL	Fibre Optic Link
HL	Halbleiter
IGCT	Integrated-Gate-Commutated-Thyristor
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
I/O Port	Eingangs- und Ausgangsport
IWR	Stromeinspeisender Wechselrichter
JTAG	Joint Test Action Group
LME	Leitfähigkeits- oder Leitwertmodulationseffekt
LWL	Lichtwellenleiter
MKP	Metallisierter Kunststoff Propylen Folienkondensator
MOSFET	Metalloxid Silizium Feldeffekttransistor
NPT	Non-Punch-Through (IGBT)
PLL	Phase Locked Loop, Nachlaufsynchronisation
PT	Punch-Through (IGBT)
RCD	Widerstands-, Kondensator- und Diodennetzwerk
RLZ	Raumladungszone
SCR	Space Charge Region, Raumladungszone
SWR	Schwingkreiswechselrichter
UWR	Spannungseinspeisender Wechselrichter
VCO	Voltage Controlled Oscillator
WR	Wechselrichter
ZCS	Zero Current Switching
ZVS	Zero Voltage Switching
µC	Microcontroller

# Lebenslauf

## Persönliche Daten:

Name: Sven Harri Stier  
Geburtsdatum/-ort: 16. Juni 1971 in Bielefeld

## Schulbildung:

07/1982 – 06/1992 Helmholtzgymnasium, Bielefeld

## Wehrdienst:

07.1992 – 06.1993 Fallschirmjäger, Varel

## Studium:

10.1993 – 05.2000 Studium der Elektrotechnik  
Technische Universität Dresden

## Relevante Praktika:

07.1993 – 09.1993 Grundpraktikum, Mannesmann Hoesch Präzisrohr GmbH, Bielefeld  
07.1994 – 09.1994 Grundpraktikum, Michelskabelwerke, Herzebrock-Clarholz  
07.1998 – 08.1993 Fachpraktikum, TU Dresden, Partzsch Elektromotoren, Dresden  
09.1998 – 10.1999 Fachpraktikum und freier Mitarbeiter, Siemens AG, München  
11.1998 – 02.1999 Auftragsarbeiten für die Siemens AG, München

## Promotionsstudium:

08.2001 – 07.2006 Wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Stromrichtertechnik und Antriebsregelung, TU Darmstadt

## Berufstätigkeit:

06.2000 – 07.2001 Softwareingenieur, GenRad Europe Ltd, Rüsselsheim

seit 10.2006 Entwicklungsingenieur für Solarwechselrichter bei der Conergy AG, Bad Vilbel

## Publikationen:

2004 German Korean Symposium, Aachen: A Modular IGBT Converter System for High Frequency Induction Heating Applications  
  
2005 EPE, Dresden: An investigation of a reliable behavioral IGBT Model in comparison to PSpice and measurement in Hard- and Softswitching applications